RADIO UND FERNSEHEN

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

5. JAHRGANG **1** JANUAR 1956



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

Aus dem Inhalt

Titelbild:

Unser Bild zeigt eine elektronisch gesteuerte Auslaugeanlage, die von Direktor Heck im Schwermaschinenbau „Karl Liebknecht" entwickelt wurde. Die Anlage kann so geschaltet werden, daß sie alle Vorgänge selbst regelt und Schwankungen oder Ausfälle ausgleicht.

Die Kurzwellenausbreitung vom 15. 11. bis 30. 11. 1955 und Vorschau für Januar 1956

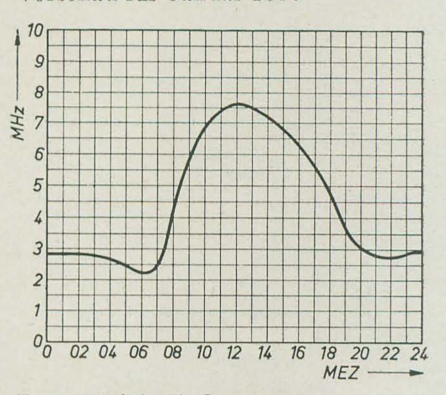
Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

Aus technischen Gründen erscheint es uns zweckmäßig, die Berichtszeiträume unseres Ausbreitungsberichtes zu ändern. Wir besprechen diesmal nur die zweite Hälfte des Monats November, im nächsten Bericht den Dezember usw.

Die Sonnenaktivität erreichte am Beginn des Berichtszeitraumes am 15. 11. wieder ein sehr hohes Maximum von R = 131 und ging danach wieder zurück. Die Sonnenfleckenrelativzahlen des übrigen Zeitraumes lagen zwischen 50 und 90. Sie sind damit immer noch überraschend hoch. Bekanntlich zeigen die Mittelwerte der Sonnenfleckenrelativzahlen — sofern sie über mindestens einen Monat gebildet wurden — eine gute Übereinstimmung mit Mittelwerten von Grenzfrequenzen über den gleichen Zeitraum. Man kann daraus folgern, daß die Sonnenfleckenrelativzahl im langzeitigen Mittel ebenfalls ein brauchbares Maß für die ultraviolette Strahlung der Sonne ist, die ihrerseits bekanntlich in der Hauptsache die Ionisation der Ionosphäre erzeugt. Galilei und Scheiner stellten schon Anfang des 17. Jahrhunderts erstmalig regelmäßige Beobachtungen dieser Erscheinungen auf der Sonne an. Es gelang Wolf (1816 bis 1893), diese Beobachtungen bis zum Jahre 1749 zurück auf das jetzt verwendete R-Maß umzurechnen. Aus dieser recht langen Reihe erkannte man zunächst eine im Mittel 11jährige Periode, wobei die einzelnen Perioden zwischen 8 und 15 Jahren dauerten. Also etwa alle 11 Jahre ist mit einem Sonnenfleckenmaximum zu rechnen. Diese einzelnen Maxima sind auch wieder verschieden hoch, und man schloß aus dem bisher vorliegenden Material auf eine etwa 80jährige Periode. Natürlich reicht dieses Material bei weitem nicht aus, um die Periode genau zu bestimmen. Bei den Vorhersagen der Sonnenfleckenrelativzahlen, die unseren Frequenzprognosen zugrunde gelegt werden, schien es bisher richtig, anzunehmen, daß das recht hohe letzte Maximum des elfjährigen Zyklus zugleich das Maximum des 80jährigen Zyklus sei. Man beobachtete nach dem Minimum — etwa Mitte 1954 — ein verhältnismäßig langsames Ansteigen der Sonnenaktivität. Das schien die Annahme eines geringeren Maximums zu rechtfertigen. Seit Oktober 1955 wird jedoch ein so starkes Ansteigen der Sonnenfleckenrelativzahl beobachtet, daß man diese Annahme keinesfalls mehr aufrecht erhalten kann. Im Gegenteil ist jetzt anzunehmen, daß erstens das kommende Maximum höher als das vorhergehende und zweitens, daß es höher als überhaupt jedes bisher beobachtete Maximum werden wird. Außerdem ist der Eintritt des Maximums bereits Mitte 1957 und nicht, wie bisher angenommen, erst 1958 zu erwarten. Aus den oben angegebenen Verhältnissen ist es auch zu erklären, daß in der Berichtsperiode die Grenzfrequenzen der F_2-Schicht wieder teilweise erheblich über den vorhergesagten Werten lagen. Als im Oktober die Sonnenfleckenrelativzahl erstmalig sehr hoch lag, mußte dies noch als zufällige Erscheinung angesehen werden.

Nach einem kräftigen Anstieg der erdmagnetischen Schwankungen am 15. 11. begann am Vormittag des folgenden Tages eine Ionosphärenstörung, die etwa bis zum 19. 11. anhielt. In diesen Tagen, besonders am 19. und 20., hatten die Schwankungen des Erdmagnetfeldes den Charakter eines starken Sturmes. Man rechnet bei der Klassifikation der erdmagnetischen Schwankungen im allgemeinen mit Kennziffern, die von 0 bis 9, von absolut ruhig bis zum stärksten Sturm die Bewegungen erfassen. Am 19. und 20. wurde jeweils Kennziffer 7 gemessen. Das ist in den letzten Jahren kaum vorgekommen! Einige Tage nach der Störung, bis zum 24., lagen auch die Grenzfrequenzen vor Sonnenaufgang unter den vorhergesagten Werten. Der Rest des Monats November war störungsfrei. Die sporadische E-Schicht war wenig intensiv, die Tagesdämpfung von wechselnder Intensität ohne auffällig hohe Spitzenwerte. Ein Mögel-Dellinger-Effekt wurde am 18.11. 09.40 bis 10.00 MEZ beobachtet.

Vorschau für Januar 1956



Voraussichtliche F_2-Grenzfrequenzen (Mittelwerte) für Januar 1956

Das starke Ansteigen der Sonnenaktivität läßt für Januar ein Ansteigen der vorhergesagten Werte gegenüber denen des Vormonats erwarten. Es kann daher auch weiterhin auf dem 21- und 28-MHz-Band günstige Verkehrsmöglichkeiten geben. Auch auf den übrigen Bändern ist gegenüber dem Dezember keine merkliche Änderung zu erwarten. Die F_2-Grenzfrequenzen unterscheiden sich von denen des Vormonats nur durch die Mittagsgrenzfrequenzen, die um etwa $^1/_2$ MHz höher liegen als im Dezember. Von der Vorhersage von Ionosphärenstörungen soll in diesem Monat abgesehen werden, da es in Zeiten, in denen sich die Sonnenaktivität derart rasch ändert, außerordentlich schwierig ist, treffende Vorhersagen zu geben. Es kommen oft neue Störungen vor, die in der vorhergehenden Rotation noch nicht vorhanden waren, und außerdem kehren auch starke Störungen oft nach 27 Tagen, also einer Sonnenrotation, nicht wieder. Es ist jedoch anzunehmen, daß infolge der großen Aktivität der Sonne auch im Monat Januar Ionosphärenstörungen auftreten werden. Ebenso gibt die große Aktivität zu der Vermutung Anlaß, daß gelegentlich auch im Januar Mögel-Dellinger-Effekte auftreten. Diese Effekte bringen ein ganz enorm starkes Ansteigen der Dämpfung für relativ kurze Zeit während des Tages.

Verlag „Die Wirtschaft", Verlagsdirektor Heinz Friedrich

Chefredakteur: Rudolf Nehring, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22, Fernruf: 53 08 71, Fernschreiber 1448. Veröffentlicht unter Lizenznummer 4102 des Amtes für Literatur und Verlagswesen der Deutschen Demokratischen Republik. — **Anzeigenannahme:** Verlag „Die Wirtschaft", Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22, und alle Filialen der DEWAG-Werbung. Zur Zeit gültige Preisliste Nr. 1. — **Druck:** Tribüne-Verlag, Druckerei III, Leipzig III/18/36. — Nachdruck und Auszüge nur mit Quellenangabe gestattet. Alle weiteren Rechte vorbehalten. — Die Zeitschrift „Radio und Fernsehen" erscheint zweimal im Monat; Einzelheft 2,— DM. Bestellungen können bei den Postämtern der Deutschen Demokratischen Republik und der Bundesrepublik sowie Westberlins oder direkt beim Verlag abgegeben werden. Auslieferung für den Postbezug in der Bundesrepublik und Westberlin durch Helios-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141/157.

Zuschriften an Redaktion „Radio und Fernsehen", Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22.

RADIO UND FERNSEHEN

5. JAHRGANG 1. JANUARHEFT 1956 NR. 1

Gedanken zum Jahreswechsel

Der Beginn eines neuen Jahres ist stets Anlaß zu einem Rückblick auf die Arbeit der vergangenen zwölf Monate. Ein solcher Rückblick ist für die Redaktion einer Zeitschrift insofern sehr gut möglich, als das Resultat der geleisteten Arbeit auf verhältnismäßig engem Raum in Form des abgeschlossenen Jahrgangs und in Form zahlreicher Leserzuschriften übersichtlich und geordnet vorliegt.

Nachdem „RADIO UND FERNSEHEN" seit Beginn des Jahres 1955 als Halbmonatsschrift erschien, war uns die Möglichkeit gegeben, weit mehr auf die Wünsche unserer Leser und auf die Schwerpunktprobleme unseres Fachgebietes einzugehen. Nun sind die Ansichten unserer Leser allerdings sehr verschieden. Die sich häufig diametral gegenüberstehenden Forderungen der einzelnen Interessengruppen — Kollegen aus der Industrie, Handwerker, Lehrlinge, Amateure und die Gruppe der „Interessierten", für die die HF-Technik nur ein Randgebiet darstellt — sind nur sehr schwierig auf einen Nenner zu bringen, doch geben uns im allgemeinen die Zuschriften unserer Leser die Gewißheit, in den meisten Fällen die richtigen Proportionen gewahrt zu haben.

Ein großer Mangel, der häufig von den Amateuren kritisiert wird, besteht darin, daß vielen unserer mit Interesse aufgenommenen Bauanleitungen gewissermaßen der letzte Schliff fehlt. Es gibt dafür verschiedene Gründe. Wir waren bisher noch nicht in der Lage, in unserem zu langsam wachsenden Labor alle Einsendungen auch praktisch zu überprüfen. Weiterhin war unsere Verbindung zu den Handelsorganen nicht so gut, daß wir in allen Fällen hätten feststellen können, ob dieses oder jenes in einem Mustergerät verwendete Einzelteil überhaupt oder nur schwer zu bekommen ist.

Auf die Frage unseres Labors müssen wir an dieser Stelle besonders eingehen. Es ist uns nicht ganz verständlich, daß manche volkseigenen Betriebe, wie zum Beispiel Fernmeldewerk Leipzig, Funkwerk Erfurt, Gerätewerk Karl-Marx-Stadt, Röhrenwerk Anna Seghers und Stern-Radio Berlin unsere Bitte um materielle Unterstützung gar nicht beantworten, ohne Begründung ablehnen oder aber uns mitteilten, daß ihre Erzeugnisse im besonderen „für die von uns genannten Zwecke" und im allgemeinen sowieso „nicht kostenlos" abgegeben werden können. Es wird wohl nicht als Egoismus unsererseits gewertet werden, wenn wir der Meinung sind, daß die volkseigenen Betriebe Funkwerk Zittau, Fernmeldewerk Bad Blankenburg, Elektrophysikalische Werkstätten Neuruppin und andere oder der Privatbetrieb Gustav Neumann eine gesündere Ansicht über diesen Punkt haben. Diese Betriebe gingen nämlich sofort auf unsere Wünsche ein und haben unsere Bestellungen zum größten Teil schon realisiert. Hier wäre unseres Erachtens ein kleiner Erfahrungsaustausch und vielleicht eine wohlwollende Belehrung der oben angeführten Betriebe durch die Hauptverwaltung nicht fehl am Platze.

Ebenfalls auf das Verkennen der wichtigen Rolle unserer Fachzeitschrift ist es zurückzuführen, daß unsere Informationen oft nicht genügend aktuell sind. Das liegt daran, daß die Redaktion in vielen Fällen um einen Prospekt, um ein Foto oder um eine persönliche Besprechung mit verantwortlichen Kollegen in den Betrieben und Verwaltungen förmlich kämpfen muß. Das trifft — um nur ein Beispiel zu nennen — auch für das Fernsehzentrum Berlin zu, wo es uns bis heute noch nicht gelang, mit der Betriebsleitung einige grundsätzliche Fragen der Zusammenarbeit zu besprechen.

Es ist überflüssig, darauf hinzuweisen, daß wir diese und andere, hier nicht erörterte Fragen baldigst klären werden. Es könnte noch viel Einzelnes und Konkretes hierzu gesagt werden, doch wir halten es für besser, im neuen Jahr mit Tatsachen aufzuwarten. Wir wollen an dieser Stelle alle Kollegen der volkseigenen Industrie, der Verwaltungen und des Handels darum bitten, sich mit den erwähnten Problemen zu befassen und bei ihrer grundsätzlichen Einstellung zu unserer Zeitschrift die wichtige Rolle der Hochfrequenztechnik im gesamten ökonomischen, kulturellen und politischen Leben unserer Republik zu bedenken. RADIO UND FERNSEHEN als die einzige hochfrequenztechnische Fachzeitschrift der Deutschen Demokratischen Republik, die sich an einen sehr großen, umfassenden Leserkreis wendet, muß nicht nur belehrend und fördernd in unserer Republik, sondern ebensosehr aufklärend und berichtend in Westdeutschland und im Ausland wirken. Von den uns zur Verfügung stehenden Informationsquellen hängt es wesentlich mit ab, ob vor allem in Westdeutschland wahrheitsgetreue Vorstellungen vom Stand und der Entwicklung unserer Technik geschaffen werden können. Nur wenn uns das gelingt, erfüllen wir unsere Aufgaben am großen Werk der Wiedervereinigung Deutschlands, und die demokratische Einheit Deutschlands ist die Voraussetzung dafür, daß unsere kleinen und großen persönlichen Wünsche überhaupt sinnvoll und erfüllbar werden.

Die Redaktion

Nachrichten

Der Fernsehsender Marlow hat am 21. 12. 1955 den offiziellen Sendebetrieb im Band III, 193,25 MHz (Bild), 199,75 MHz (Ton) aufgenommen. Probesendungen im Band III werden ab 15. 12. 1955 vom neuen Sender Katzenstein (Karl-Marx-Stadt) auf 203,25 MHz (Bild) und 209,75 MHz (Ton) sowie ab 21. 12. 1955 von einem Berliner Sender auf 209,25 MHz (Bild) und 215,75 MHz (Ton) durchgeführt. Am 16. 12. 1955 hat der Fernsehsender Berlin-Stadthaus seinen Betrieb eingestellt.

Die Entwicklung eines Fotoelementes, mit dem 10% des auftreffenden Sonnenlichtes in elektrische Energie umgewandelt werden kann, gab Akademiemitglied Joffe in einem Bericht über den Entwicklungsstand auf dem Gebiet der Halbleiter in der Sowjetunion bekannt.

Außerdem wurde über neue Anwendungsmöglichkeiten von Thermoelementen in Kleingeneratoren vom Typ TGK-3 berichtet, die mit Petroleumlampen betrieben werden und Strom für Rundfunkempfänger liefern.

Der erste Kongreß der Kammer der Technik, die von der Regierung der Deutschen Demokratischen Republik als gesellschaftliche Fachorganisation anerkannt wurde, tagte am 3. und 4. 12. 1955 in Berlin. Der Kongreß bestätigte die neuen Satzungen und wählte 15 Mitglieder für das Präsidium. Prof. Dr. H. H. Franck wurde als Präsident der KdT wiedergewählt, Vizepräsidenten sind der Verdiente Techniker des Volkes Ing. Max Günther, Held der Arbeit Ing. Heinz Müller, Nationalpreisträger Prof. Josef Stanek sowie der Diplomwirtschaftler Ing. Alfred Wunderlich. Unter den zahlreichen Gästen aus der Bundesrepublik und dem Ausland befanden sich Prof. Dr. Klumb aus Mainz, Prof. Andrejew, der die Grüße von 300 000 Mitgliedern der technisch-wissenschaftlichen Gesellschaften der Sowjetunion übermittelte, und Prof. Wierzbicki, Präsident der Hauptorganisation Technik der Volksrepublik Polen. Stalinpreisträger Manfred von Ardenne würdigte in seinem Referat „Über einige neuere Ergebnisse der angewandten Ionen- und Kernphysik" die Maßnahmen unserer Regierung zur weiteren Entwicklung der angewandten Kernphysik und berichtete über neue Forschungsergebnisse.

Für die Anwendung radioaktiver Isotope im Prüfwesen wurde im volkseigenen Energiemaschinenbaubetrieb Bergmann-Borsig ein Arbeitskreis gebildet, dem 10 Ingenieure des Werkes angehören. Es ist zunächst beabsichtigt, die in absehbarer Zeit durch die Hilfe der Sowjetunion zur Verfügung stehenden radioaktiven Isotope bei der Prüfung von Blechen in bezug auf die Materialzuverlässigkeit anzuwenden. Später will man auch die Schweißnähte von Dampfkesselanlagen sowie Schmiedestücke für Turbinen und Generatoren mit Hilfe dieser Methode prüfen.

Ein automatisches Telefongerät der Firma Pye wurde u. a. neben einem elektronischen Piloten, Zählgeräten der Königlichen Münze, Verleimungsgeräten mit dielektrischer Heizung anläßlich der Radio-Show 1955 in London in der Ausstellung „Elektronische Wunder" gezeigt. Es ist am gewöhnlichen Posttelefonnetz angeschlossen und fordert den Anrufenden über ein Tonband zur Angabe seiner Mitteilung auf, die nicht länger als drei Minuten dauern darf, da der Automat nach dieser Zeit abschaltet. Die gesamte Laufzeit des Bandes beträgt eine Stunde.

Einen 20-kW-Sender für die Fernsehversorgung Mittelenglands baut die unabhängige Fernsehorganisation in England, ITA. Der Filmabtaster von Pye soll mit einer Vidikonröhre arbeiten.

Ein elektrostatischer Hochtonlautsprecher des Kondensatorenwerkes Gera fand auf der Leipziger Massenbedarfsgüterausstellung im Oktober vergangenen Jahres viel Interesse. Die ersten 50 000 dieser besonders rationell gefertigten Lautsprecher sollen im ersten Quartal dieses Jahres in den Handel kommen.



UNSER PRÄSIDENT WILHELM PIECK — *80 Jahre*

Am 3. Januar 1956 begeht unser Präsident Wilhelm Pieck seinen 80. Geburtstag. Über die Grenzen von Parteien und Weltanschauungen hinweg verehren alle friedliebenden Menschen in ihm den selbstlosen Kämpfer für die nationale Einheit und Unabhängigkeit eines demokratischen Deutschlands und für ein System der kollektiven Sicherheit zur Gewährleistung des Friedens. Die fortschrittlichen Völker achten in seiner Person den hervorragenden Repräsentanten der revolutionären deutschen Arbeiterbewegung und der demokratischen Friedenskräfte Deutschlands.

Als Präsident der Deutschen Demokratischen Republik genießt Wilhelm Pieck das volle Vertrauen der Bevölkerung und trägt in besonderem Maße dazu bei, daß unser friedlicher Aufbau, unser Kampf für ein einheitliches, demokratisches, friedliebendes und unabhängiges Deutschland und gegen das Wiedererstehen des deutschen Imperialismus und Militarismus die umfassende politische und wirtschaftliche Unterstützung des Weltfriedenslagers, insbesondere der Sowjetunion, gefunden hat.

Mit Millionen werktätiger Menschen unseres Volkes und aller Welt vereinigen wir uns in dem Wunsch, daß Wilhelm Pieck weiterhin Gesundheit und Schaffenskraft und noch viele Jahre erfolgreichen Kampfes für den Frieden in ganz Deutschland und Europa beschieden sein mögen.

Uniformierung oder Standardisierung?

Der folgende Beitrag wurde uns von der Zentralstelle für Radio- und Fernmeldetechnik im VEB Fernmeldewerk Leipzig als Stellungnahme zu dem Beitrag „Standardgerätebau nach volkswirtschaftlichen Grundsätzen" von Walter Sobczak im Heft 20 (1955) unserer Zeitschrift übermittelt. Wir möchten hierzu bemerken, daß die Ausführungen des Kollegen Jubisch nicht die Meinung der Redaktion darstellen. Mit der Veröffentlichung dieser Stellungnahme wollen wir vielmehr eine Diskussion über die Fragen der Normung und Standardisierung eröffnen. Wir hoffen, daß uns recht zahlreiche Stellungnahmen aus berufener Feder zu diesem für unsere Volkswirtschaft so wichtigen Thema zugehen, über das unseres Erachtens noch viele Unklarheiten bestehen. Wir fordern das Amt für Standardisierung, die Zentrale Forschungs- und Entwicklungsstelle für Rundfunkgeräte der Deutschen Demokratischen Republik, die Staatliche Plankommission, die Zentralstelle für Standardisierung im VEB Entwicklung und Konstruktion sowie die Betriebsnormenbüros des VEB Funkwerk Dresden und des WBN Carl v. Ossietzky, Teltow, zur Stellungnahme auf.

In dem Beitrag „Standardgerätebau nach volkswirtschaftlichen Grundsätzen" stellt der Verfasser mit Recht fest, daß die Einführung und Durchsetzung der technischen Normung und Standardisierung in der Funktechnik im allgemeinen und auf dem Gebiete des Rundfunkgerätebaues im besonderen noch sehr zu wünschen übrig läßt. So wird in dem Beschluß zur Förderung des wissenschaftlich-technischen Fortschrittes in der Deutschen Demokratischen Republik vom 21. 7. 1955 eindeutig gefordert, daß mit der Unterschätzung des Wertes der Standardisierung endgültig gebrochen werden muß, damit die in der Vergangenheit verlorene Zeit aufgeholt wird und unsere Technik schnellstens den Anschluß an den Weltstand erreicht. Unsere Regierung hat richtig erkannt, daß die Standardisierung hierzu sehr viel beitragen kann.

Die Ausführungen des Verfassers über die Gründe des Zurückbleibens der Normung und Standardisierung können meiner Meinung allerdings dem unbefangenen Leser nicht immer eindeutige Klarheit vermitteln. Im Gegenteil kommt darin eine ernste Unterschätzung der Arbeit der Kollegen zum Ausdruck, die unmittelbar mit der Lösung von Normungs- und Standardisierungsaufgaben beauftragt sind. Es läßt sich leicht nachweisen, daß die Mehrzahl dieser Kollegen mit großem Fleiß und unermüdlicher Ausdauer an der Lösung der ihnen gestellten Aufgaben arbeiten und dabei nur einen Bruchteil der Zeit benötigen, die für vergleichbare Aufgaben in den Fachnormenausschüssen des DNA benötigt wird. Die Gründe für das Zurückbleiben der technischen Normung und Standardisierung können also nur zu einem vernachlässigbar geringen Teil in den Arbeiten der Werknormenbüros sowie der Zentralbüros für Standardisierung begründet liegen.

Im folgenden soll versucht werden, von unserem Standpunkt aus die Gründe für das Nachhinken der Entwicklung auf diesem Gebiet anzugeben. Zum Aufzeigen der objektiven Schwierigkeiten ist es angebracht, folgende, dem DIN-Normblattverzeichnis 1954 entnommenen Zahlen und Daten zu vergleichen:

DK 621.24, Wasserturbinen: Es bestehen fünf DIN-Blätter, Erscheinungsjahr aller Blätter 1927.

DK 621.335.3, Elektrische Grubenlokomotiven: Es bestehen zehn DIN-Blätter, davon neun aus dem Jahre 1929 und eines aus dem Jahre 1953.

DK 535, Licht, Optik: Im allgemeinen sind alle Blätter nach 1942 erschienen.

DK 621.396.699.22, Röhrensockel und Fassungen: Es bestehen 19 DIN-Blätter, davon 11 aus dem Jahre 1954, drei erschienen nach dem 1. 1. 1952.

Aus diesen Daten ist zumindest relativ zu erkennen, daß das Entwicklungstempo der Technik auf den verschiedenen Gebieten verschieden groß ist. Daraus resultiert, daß es zum Beispiel einfacher ist, eine Wasserturbine bis in viele Einzelheiten zu standardisieren, als etwa einen Fotoapparat. Betrachten wir jedoch das Gebiet der Nachrichtentechnik, so muß festgestellt werden, daß die Erkenntnisse der Physik von gestern sich in der Technik von heute spiegeln, und die Produkte der Technik von heute können morgen nur noch Museumswert besitzen. Auf Grund dieser Tatsache ist der größte Teil der vorhandenen DIN-Blätter über Röhrenfassungen im Jahre 1954 neu herausgegeben worden. Die im Rahmen der HV RFT im Jahre 1953 dem Amt für Standardisierung eingereichten Standardentwürfe über Röhrenfassungen sind weder veröffentlicht noch verbindlich erklärt. Ein Teil wurde von der Arbeitsgruppe zurückgezogen, da sie nicht mehr dem Stand der Technik entsprechen. Ein zweiter Teil wird zur Zeit überarbeitet. Wenn also die Gründe für den unbefriedigenden Stand der Verwendung von Norm- und Standardteilen in unseren Rundfunkempfängern aufgezeigt werden sollen, so dürfte der Verfasser diese weitgehend subjektive im Amt für Standardisierung liegende Schwierigkeit nicht übersehen. In Erkenntnis dieser Tatsache beteiligen sich die Kollegen im Amt für Standardisierung an einem Wettbewerb mit dem Ziel, die verlorengegangene Zeit aufzuholen. Dabei wird die Bearbeitung einer Seite Standardentwurf mit einem Punkt und der

Schwierigkeitsgrad des Inhaltes mit einem halben Punkt bewertet. Diese Differenzierung widerspricht dem Leistungsprinzip vollkommen und ist absolut ungeeignet, die Bearbeitung volkswirtschaftlich wichtiger und inhaltlich schwieriger Standardentwürfe zu fördern. Diese falsche Tendenz in der Arbeit des Amtes für Standardisierung besteht aber nicht erst seit Beginn des Wettbewerbes, sondern sie bestand von jeher. Hierfür ein Beispiel: Von den allein im Jahre 1954 durch die HV RFT eingereichten 85 Standardentwürfen ist bis heute nicht einer veröffentlicht noch für verbindlich erklärt worden, dagegen wurde eine größere Anzahl volkswirtschaftlich weniger wichtige Erzeugnisse, wie Pantoffelklammern, Honiggläser, Steinhägerflaschen usw. standardisiert. Diese Beispiele ließen sich in sehr großer Zahl erweitern.

Bei der Suche nach der Ursache des vollkommen ungenügenden Anteils der Normen- und Standardteile im Rundfunkgerätebau sollte man nicht nur die Arbeit der betrieblichen Normenbüros sowie der Zentralbüros für Standardisierung kritisch betrachten, man sollte zumindest ebenso kritisch untersuchen, welche objektiven Schwierigkeiten das Arbeitsgebiet an sich bietet und welche objektiven und subjektiven Schwierigkeiten im Amt für Standardisierung auftreten.

Kollege Sobczak führt in seinem Beitrag weiter den Beschluß an, nach welchem eine Typenreihe von sieben Geräten mit genormten Empfängerschaltungen und einheitlichen Bauteilen geschaffen werden sollte.

Es muß in diesem Zusammenhang aufgezeigt werden, welchen Veränderungen die Schaltungen von Rundfunkempfängern in den letzten Jahren unterworfen waren, wobei diese grundsätzlichen Charakter hatten und nicht durch die Konkurrenz der kapitalistischen Wirtschaft bedingt waren.

Die Einführung des UKW-Rundfunks hatte eine große Anzahl kleiner Entwicklungsstufen zur Folge. So war eine vollkommene Neugestaltung des NF-Teiles notwendig, um alle Vorteile dieser neuen Technik auszunutzen. Die nächste Stufe war die Einführung des Raumklangsystems, was neue Gegenkopplungsschaltungen erforderte.

In der nächsten Zeit sind folgende Entwicklungsstufen zu erwarten: Die Einführung der Ferritantenne, welche eine Verbesserung der Empfangsqualität zur Folge haben wird, hat grundsätzlichen Einfluß auf die Gestaltung des HF-Teiles. Im Niederfrequenzteil wird man zu gegebener Zeit an Stelle von Elektronenröhren Transistoren einsetzen. Wenn an Stelle des Lautsprechers einmal das Ionophon treten wird, werden die Empfängerschaltungen ganz grundsätzlichen Veränderungen unterworfen sein.

Die Praxis zeigt dabei eindeutig, daß einerseits keine auch noch so kleine Entwicklungsstufe übersprungen werden kann, andererseits sich jedoch mancher zunächst mit Erfolgsaussichten beschrittene Weg in der Praxis nicht bewährte. Eine Normung der Empfängerschaltungen würde zur Folge haben, daß die Lebensdauer der Norm zu deren Erarbeitungszeit in einem ungünstigen Verhältnis stehen würde.

Abgesehen davon, daß also auf Grund der dargelegten objektiven Gegebenheiten von einer „Normung" der Empfängerschaltungen keine Rede sein kann, erscheint es sehr zweifelhaft, ob das Grundgesetz des Sozialismus, das die Befriedigung der ständig wachsenden materiellen und kulturellen Bedürfnisse der Werktätigen verlangt, bei diesem Beschluß genügend berücksichtigt wurde. Ebenso wie durch einheitlich zugeschnittene Hölzer die Vielgestaltigkeit der Möbel nicht beeinträchtigt werden darf, kommt es im Rundfunkgerätebau darauf an, mit einer geringen Zahl von genormten Bauteilen und Gruppen eine Vielzahl verschiedener Geräte herzustellen; denn die wachsenden kulturellen und materiellen Bedürfnisse der Gesellschaft beziehen sich zweifellos auch auf ein reichhaltigeres Warenangebot. Wir haben keinen Grund, die aus der kapitalistischen Wirtschaft herrührende Zersplitterung der Produktion aufrechtzuerhalten. Jedoch ist mir kein hochentwickelter Industriestaat des Weltfriedenslagers bekannt, der ein derart mangelhaftes Warensortiment besitzt, geschweige denn anstrebt. Hierbei darf nicht übersehen werden, daß sich die Zersplitterung der Produktion im Kapitalismus selbstverständlich auf gleichartige Erzeugnisse bezieht.

Wenn Kollege Sobczak feststellt, die Normenarbeit habe sich bisher auf die normengerechte Registrierung des jeweils technischen Standes der Produktion beschränkt und war deshalb nicht richtungweisend, so wird hier ein Grundsatzproblem aufgeworfen, das ebenfalls nur vom Amt für Standardisierung selbst gelöst werden kann. Wenn der DNA in seinen Empfehlungen, herausgegeben in Form von DIN-Blättern, oft dadurch richtungweisend wirkt, daß eine Anzahl von Betrieben die geforderten Qualitäten noch nicht hält, sondern erst anstrebt, so ist dies eben möglich, weil es sich um Empfehlungen und nicht um rechtsverbindliche Standards handelt.

Im Gegensatz dazu müssen nach meiner Meinung in einem Standard die derzeitigen Gegebenheiten reale Berücksichtigung finden. Auf Grund dessen widerspiegeln die Standardentwürfe und technischen Normen den Stand der Technik in der Deutschen Demokratischen Republik. Wenn dieser oft nicht befriedigt, so ist dies auf die unglückliche Spaltung Deutschlands zurückzuführen, die sich in unserer Rohstoffwirtschaft oft noch unangenehm bemerkbar macht, sowie auf die Unterschätzung der Entwicklung und Forschung durch die Ministerien in der Vergangenheit.

Betrachtet man in diesem Zusammenhang die vom Amt für Standardisierung gelegentlich der Anleitung von Beauftragten des Planes der Standardisierung gegebene Anregung, die vorhandenen Erzeugnisse des zu bearbeitenden Gebietes in Übersichtsblättern zu erfassen und anschließend Typenbereinigungen vorzunehmen, so wird diese Feststellung des Verfassers, die nahezu diffamierend für aktiv an technischen Normen und Standards arbeitende Kollegen wirkt, gegenstandslos. Trotzdem muß an dieser Stelle betont werden, daß innerhalb der durch die Gesetzeskraft der Standards gegebenen Schranken stets versucht wurde, deren Inhalt richtungweisend zu gestalten.

Abschließend soll darauf hingewiesen werden, daß Kollege Sobczak anläßlich der Jahrestagung der Elektrotechniker 1955 in Weimar in seinem Referat sinngemäß die gleichen Ausführungen wie in dem erwähnten Beitrag machte und der Inhalt der darauf folgenden Diskussion sinngemäß meinen Ausführungen entsprach. Hätte das Amt für Standardisierung diese Hinweise der besten Vertreter unserer werktätigen Intelligenz ernsthaft ausgewertet, würde sich die hier begonnene Diskussion erübrigen.

Wir hoffen, daß sich durch weitere Beiträge der auf diesem Gebiet tätigen Ingenieure alle noch offenen Fragen klären lassen und alle Beteiligten in der Lage sind, ihre Arbeit entscheidend zu verbessern.

Ing. Harry Jubisch
Zentralstelle für Radio- und Fernmeldetechnik — Standardisierung, Leipzig

Zur Normung fotoelektronischer Bauelemente

Entsprechend einer Mitteilung in der Zeitschrift „Elektronorm" Nr. 6/7 (1955) wurde am 24. Juni 1955 in Berlin der FNE-Ausschuß Fotoelektronische Bauelemente gegründet. Der Ausschuß hat die Aufgabe, Fotozellen mit äußerem lichtelektrischen Effekt einschließlich ihrer Sockel sowie Fotoelemente, Fotozellen mit Sekundäremissionsvervielfacher, Fotowiderstände, Bildwandler, Fototransistoren und die hierfür notwendigen Fassungen in Zusammenarbeit mit den Fachnormausschüssen Fototechnik, Kinotechnik und Lichttechnik zu normen. Von dem neugegründeten Ausschuß sollen zunächst nur die allgemein verwendbaren Fotozellen genormt werden. Die Sonderausführungen für die Kinotechnik bearbeitet der Arbeitsausschuß Verstärkertechnik im Fachnormenausschuß Kinotechnik. Neben den äußeren Abmessungen ist eine Normung der Größe der lichtempfindlichen Flächen, der Betriebsspannungen, der Kennzeichnung der maximalen Empfindlichkeit, der Bezeichnung der verschiedenen Zellentypen sowie bestimmter meßtechnischer Bedingungen vorgesehen.

Der Fachausschuß Fotoelektronische Bauelemente wird bei seinen Arbeiten auch die im Ausland benutzten Fotozellen sowie bereits bestehende ausländische Normen berücksichtigen.

Der Ausschuß arbeitet unter der Leitung von Dr. Reinhard Kretzmann von der Valvo GmbH, Hamburg, stellvertretender Obmann ist Dr. Hans Richter, Visomat, Mainz.

H. EBERDING

Grundlagen elektronischer Antriebsregler

Wegen ihrer vielseitigen und günstigen Anwendungsmöglichkeiten werden in vielen Industriezweigen immer häufiger elektronische Antriebsregler eingesetzt. Sie stellen aber auch an die mit ihrer Wartung beauftragten Betriebselektriker usw. neue Anforderungen, da hier die Bauelemente der Stark- und Schwachstromtechnik in größerem Umfang vereinigt sind. Unser Beitrag soll zum Verständnis des noch recht jungen Zweiges der Elektrotechnik in erster Linie die Grundlagen dieser Technik vermitteln.

Die Wirkungsweise aller elektronischen Antriebsregler beruht auf der Steuerung der „Zündung" einer Gasentladungsstrecke, weshalb vorerst die verwendeten Gasentladungsstrecken und Zündmethoden besprochen werden, wobei wir uns auf Gasentladungsstrecken mit flüssiger oder Glühkatode beschränken.

Physikalische Grundlagen

Ein Gefäß, das mit einem Gas von niedrigem Druck gefüllt ist und zwei oder mehr Elektroden enthält, bezeichnen wir als Gasentladungsstrecke. Wird an seine Elektroden eine Spannung angelegt, so werden die im Gas vorhandenen Ladungsträger, die freien Elektronen, in Richtung der positiven Elektrode beschleunigt, ein Vorgang, der von der Elektronenröhre her allgemein bekannt ist. Beim Erreichen einer bestimmten Anodenspannung und damit Geschwindigkeit der Elektronen werden die mit einem Elektron zusammenprallenden Gasmoleküle in Elektronen und Ionen aufgespalten, was man als Ionisation bezeichnet. Die freigewordenen Elektronen fliegen nun ebenfalls zur Anode, während die positiv geladenen Ionen von der Katode angezogen werden. Bei dieser plötzlich einsetzenden Zündung wird die Zahl der Ladungsträger vervielfacht, die negative Raumladung wird durch die positiven Ionen kompensiert und der Anodenstrom somit plötzlich um mehrere Größenordnungen erhöht. Der Innenwiderstand der Gasstrecke sinkt dabei so weit ab, daß der Anodenstrom praktisch nur noch durch den Außenwiderstand begrenzt wird.

Die zur Zündung erforderliche Höhe der Anodenspannung kann durch Einfügen eines Gitters stark beeinflußt werden. So gehört zu jedem Wert der an der Röhre liegenden Anodenspannung ein bestimmter Wert der Gittervorspannung, bei dem die Röhre gerade zündet. Ist die Gitterspannung höher als der aus der Zündkennlinie ersichtliche Wert, fließt auch beim Erhöhen der Anodenspannung kein Strom durch die Röhre, solange man im Bereich unterhalb der Zündkennlinie

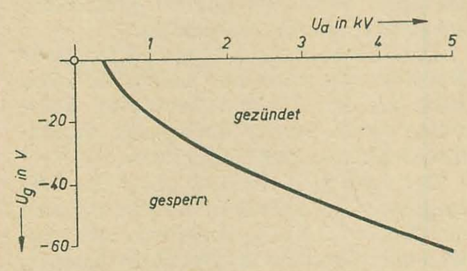


Bild 1: Zündkennlinie eines Thyratrons

bleibt (Bild 1). Mit Hilfe der Gittervorspannung ist es also möglich, den Beginn einer Entladung zu verhindern bzw. die Größe der Zündspannung zu verändern.

Nach einmal erfolgter Zündung kann die Entladung vom Gitter her nicht mehr beeinflußt werden. Durch eine das Gitter umgebende Ionenwolke verliert dieses seine Steuerfähigkeit. Der Anodenstrom fließt solange, bis die Anodenspannung unter einen bestimmten Wert, die Brennspannung, gesunken ist und erreicht dann den Wert Null. Wird dafür gesorgt, daß nur eine Elektrode Elektronen aussenden kann, so hat die Gasentladungsstrecke gleichzeitig die Eigenschaft eines Gleichrichters, was bei allen hier verwendeten Arten der Fall ist.

Thyratrons

Ein Thyratron oder Stromtor hat ähnlich einer Elektronenröhre eine Glühkatode, eine Anode und ein oder mehrere Steuergitter. Bild 2 zeigt ein vom VEB

Quecksilberdampfgleichrichter

Die für die Thyratrons genannten Nachteile entfallen bei Quecksilberdampfgleichrichtern mit einer Katode aus flüssigem Quecksilber. Sie benötigen keine Anheizzeit und vertragen außerdem eine wesentlich größere kurzzeitige Überlastung. Bild 3 zeigt einen dreianodigen Quecksilberdampfgleichrichter mit

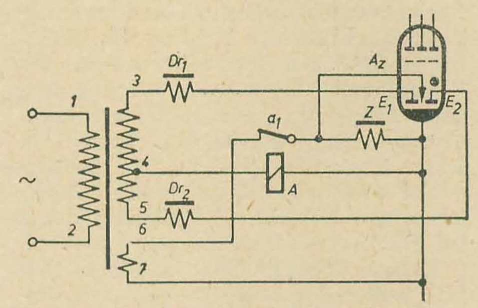


Bild 4: Zündschaltung für Quecksilberdampfgleichrichter

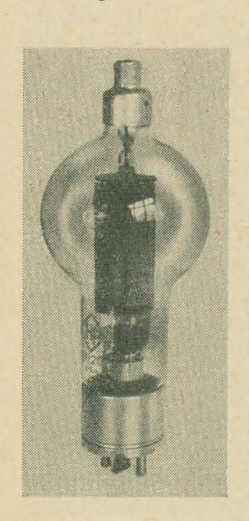


Bild 2: Thyratron S1/20i

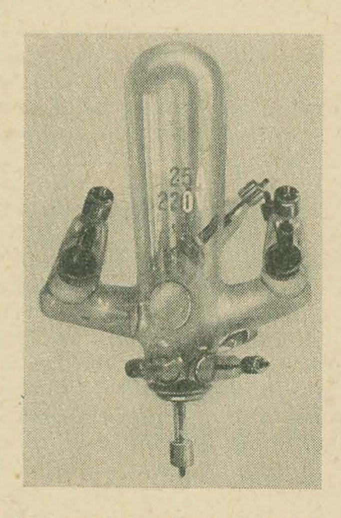


Bild 3: Quecksilberdampfgleichrichter für 25 A

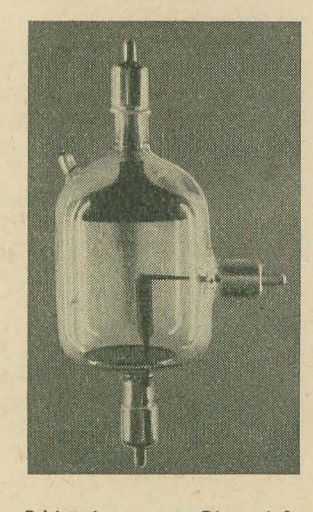


Bild 5: Ignitron in Glasgefäßausführung

Werk für Fernmeldewesen, „WF", Berlin, gefertigtes Thyratron für 20 A Spitzenstrom. Dieser Strom soll aber nur kurzzeitig fließen, der Gleichstrommittelwert darf im allgemeinen nur etwa 30% des Spitzenstromes betragen. Besonders zu beachten ist die erforderliche Anheizzeit von einigen Minuten, während der noch kein Anodenstrom fließen darf. Thyratrons werden meist für kleinere Leistungen eingesetzt.

Ein Nachteil der Thyratrons beim Einsatz in elektronischen Antriebsreglern ist die durch die Glühkatode begrenzte Lebensdauer, ihre geringe Überlastungsmöglichkeit und die lange Anheizzeit.

Steuergittern in Glasausführung für 25 A, Hersteller VEB Schott, Jena.

Bei gesteuerten Quecksilberdampfgleichrichtern ist eine ständige Hilfsentladung erforderlich, die ihrerseits durch einen Abreißfunken gezündet wird. Eine mögliche Schaltung für diese Hilfseinrichtungen ist im Bild 4 angegeben. Wird an den Trafo eine Wechselspannung gelegt, so fließt im Stromkreis Trafowicklung 6 — 7, Kontakt a_1, Zündmagnet Z ein Wechselstrom, der den Magneten erregt. Dadurch wird die Zündanode A_z angezogen und taucht in die Quecksilberkatode ein. Der Magnet wird somit kurzgeschlossen, und beim Heraus-

schnellen der Zündanode aus dem Quecksilber entsteht ein Abreißfunken, der die Entladung zwischen Katode und den Erregeranoden E_1 und E_2 einleitet. Nach dem Einsatz dieser Entladung wird das Relais durch den Erregerstrom angezogen und der Zündanodenkreis unterbrochen. Die Drosseln Dr_1 und Dr_2 dienen zur Begrenzung des Erregerstromes und zur besseren Überlappung der beiden Halbwellen.

Die Zündung der Hauptentladung erfolgt ebenfalls durch entsprechende Gittersteuerung, wobei die Zündkennlinien ähnlich wie bei Thyratrons verlaufen. Quecksilberdampfgleichrichter sind hauptsächlich für Geräte mit größeren Leistungen geeignet. Nachteilig ist hier der erforderliche größere Schaltungsaufwand für die Hilfsentladung und der damit verbundene Energieverlust sowie der relativ große Platzbedarf.

Ignitrons

Zum Steuern und Gleichrichten sehr hoher Wechselströme wurde eine neue Form der gesteuerten Gasentladungsstrecken entwickelt, das Ignitron. Bild 5 zeigt eine Ausführungsform mit Glasgefäß vom VEB EAW J. W. Stalin, Berlin. Als Katode dient ebenfalls flüssiges Quecksilber, jedoch entfällt die sonst übliche ständige Hilfsentladung. Die Hauptentladung muß also jedesmal neu eingeleitet werden, was mit Hilfe eines Zündstiftes aus einem Halbleitermaterial erfolgt, der in die Quecksilberkatode eintaucht, aber von ihr nicht benetzt wird. Im Zündzeitpunkt wird auf den Zündstift ein Impuls hoher Energie gegeben, an der Eintauchstelle entsteht durch den Übergangswiderstand eine Vorentladung, und diese leitet die Hauptentladung ein.

Ignitrons sind bei gleichem Nennstrom wesentlich kleiner als Quecksilberdampfgleichrichter. Sie werden für Ströme über etwa 30 A in Eisengefäßen mit zusätzlicher Wasserkühlung gebaut.

Zündmethoden

Werden die beschriebenen Gasentladungsstrecken als Gleichrichter verwendet, so kann man durch entsprechende Gittersteuerung erreichen, daß die Zündung in jedem gewünschten Punkt der positiven Wechselspannungshalbwelle erfolgt, so daß nur ein Teil der Spannung an den Verbraucher gelangt. Dadurch ist es möglich, die abgegebene Gleichspannung zwischen Null und Maximum zu steuern. Die Genauigkeit und Sicherheit der Steuerung hängt zum großen Teil von der Zuverlässigkeit der Zündung ab. Von der Vielzahl der Zündmethoden sollen hier nur die wichtigsten, die Horizontal-, die Vertikal- und die Impulssteuerung besprochen werden.

Horizontalsteuerung

Die Horizontalsteuerung ist im Bild 6b erläutert. Dabei ist in der Zündkennlinie die zu dem jeweiligen Spannungswert gehörige Gitterzündspannung aufgetragen (zur Verdeutlichung erfolgt die Darstellung nicht maßstäblich, die Zündkennlinie verläuft in Wirklichkeit wesentlich flacher). Wird jetzt an das Gitter eine gegenüber der Netzspannung phasenverschobene Wechselspannung u_g gelegt, zündet die Röhre in dem Zeitpunkt, in dem u_g die Zündkennlinie schneidet. Wird die Phasenverschiebung der Gitterwechselspannung verändert, so ändert sich der Zündeinsatzpunkt und damit die am Verbraucher liegende Spannung. Durch Variieren der Phasenverschiebung der Gitterwechselspannung gegenüber der Anodenwechselspannung von insgesamt 180° ist es also möglich, praktisch die gesamte Halbwelle durchzusteuern.

Eine einfache Schaltung zur Erzeugung der phasenverschobenen Steuerspannung ist im Bild 6a angegeben, wobei die Amplitude der Ausgangsspannung von der Phasenlage unabhängig ist. Durch Verändern des Widerstandes oder des Kondensators kann praktisch jede gewünschte Phasenverschiebung von 0 bis 180° zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung eingestellt werden. Den Kondensator kann man auch durch eine Eisenkerndrossel ersetzen, deren Induktivität durch eine Gleichstromvormagnetisierung verändert wird.

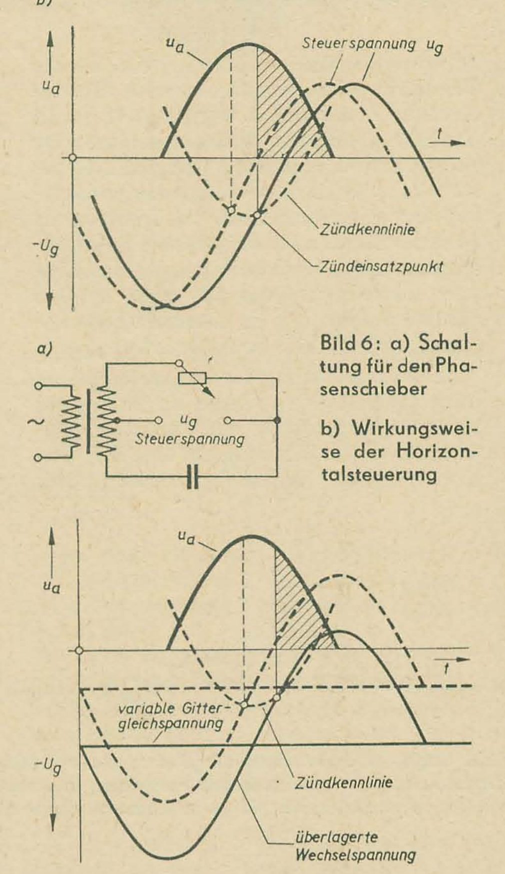


Bild 6: a) Schaltung für den Phasenschieber b) Wirkungsweise der Horizontalsteuerung

Bild 7: Vertikalsteuerung, Wirkungsweise

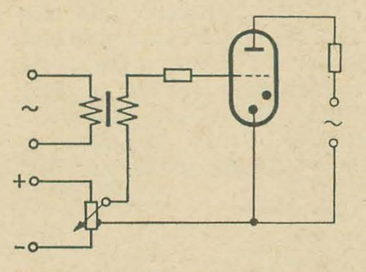


Bild 8: Vertikalsteuerung, Prinzipschaltung

Vertikalsteuerung

Bei der Vertikalsteuerung ist die am Gitter liegende Wechselspannung einer veränderlichen Gleichspannung überlagert. Bild 7 zeigt die Wirkungsweise und Bild 8 eine Schaltungsmöglichkeit. Die Gitterwechselspannung ist dabei im allgemeinen um 90° gegen die Anodenspannung phasenverschoben.

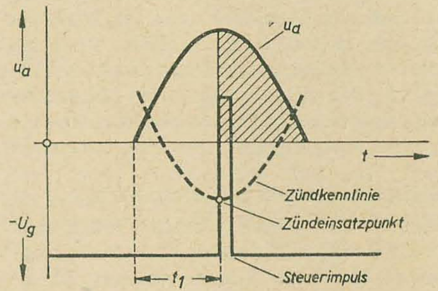


Bild 9: Impulssteuerung, Wirkungsweise

Ein Nachteil dieser Zündmethoden ist die Änderung des Zündzeitpunktes während des Betriebes, wenn sich die Zündkennlinie durch die Erwärmung ändert. Bei mehrphasigen Gleichrichtern kann dies eine unerwünschte ungleichmäßige Belastung der einzelnen Gefäße zur Folge haben. Eine Abhilfe ist nur möglich, wenn die Gitterspannung die Zündkennlinie möglichst steil schneidet. Das wird durch die Impulssteuerung erreicht (Bild 9). Durch geeignete Schaltungen muß dafür gesorgt werden, daß die Impulse über einen entsprechenden Bereich in der Phase verschoben werden können.

Die Impulserzeugung kann zum Beispiel durch rotierende Unterbrecher erfolgen. Im allgemeinen werden aber rein elektrische Methoden vorgezogen. Diese Methoden beruhen meist auf der Ausnutzung von Sättigungserscheinungen bestimmter Schaltelemente, zum Beispiel von Eisenkernspulen. Es kann aber auch die Tatsache ausgenutzt werden, daß bei entsprechend hohem Gittervorwiderstand die Gitterspannung und damit der Anodenstrom von Elektronenröhren einen bestimmten Wert nicht übersteigen

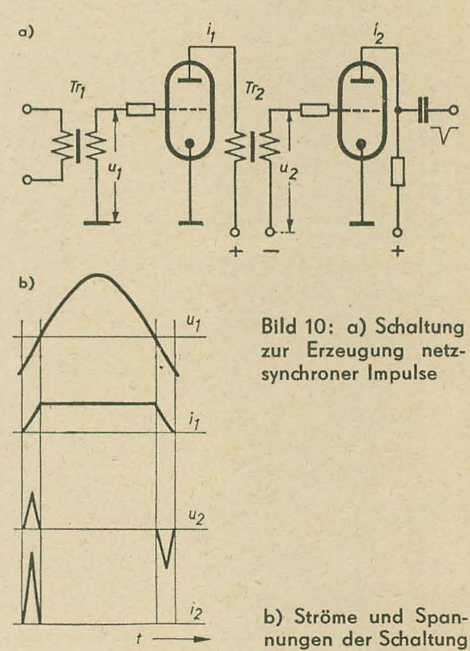


Bild 10: a) Schaltung zur Erzeugung netzsynchroner Impulse

b) Ströme und Spannungen der Schaltung

kann. Bild 10a zeigt die Prinzipschaltung für diesen Fall und Bild 10b eine Darstellung der betreffenden Ströme und Spannungen. Die am Eingang der ersten Stufe liegende Wechselspannung ist wesentlich größer als der Steuerbereich der Röhre, so daß ein rechteckförmiger Anodenstrom durch den Trafo Tr_2 fließt und auf der Sekundärseite eine Impulsspannung induziert. In der nachfolgenden Stufe, die im C-Betrieb arbeitet, wird der negative Impuls abgeschnitten und der positive weiter verstärkt. Durch Verändern der Phasenlage der Eingangsspannung kann jede gewünschte Phasenlage der Ausgangsimpulse erzielt werden.

Zündmethoden für Ignitronröhren

Die beschriebenen Zündmethoden sind für Ignitrons nicht ohne weiteres geeignet, da für diese Röhren größere Zündleistungen erforderlich sind. Die einfachste Zündmethode für Ignitrons ist die durch Trockengleichrichter nach Bild 11. Hier liegt zu Beginn der positiven Netzspannungshalbwelle die volle Netzspannung am Zündstift, erzeugt die Hilfsentladung und leitet so mit einer kleinen Verzögerung die Hauptentladung ein. Da der Zündstift nicht in umgekehrter Stromrichtung beansprucht werden darf, ist in den Kreis noch ein Trockengleichrichter eingeschaltet. Eine Steuermöglichkeit besteht hier nicht, diese Schaltung wird daher dort angewendet, wo das Ignitron als Schalter dient, zum Beispiel bei Schweißmaschinen. In diesem Fall kann das Ein- und Ausschalten der oft sehr großen Ströme durch einen im Zündstiftkreis angeordneten kleinen Schalter erfolgen.

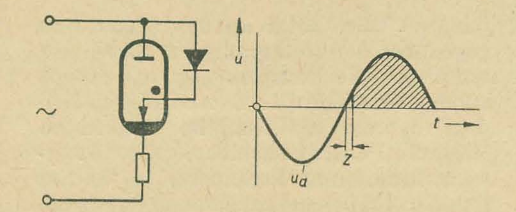


Bild 11: Ungesteuerte Ignitronzündung

Eine Veränderung des Zündzeitpunktes wäre möglich, wenn man an Stelle des Trockengleichrichters ein Thyratron verwendet, dessen Zündung auf eine der oben beschriebenen Arten gesteuert wird.

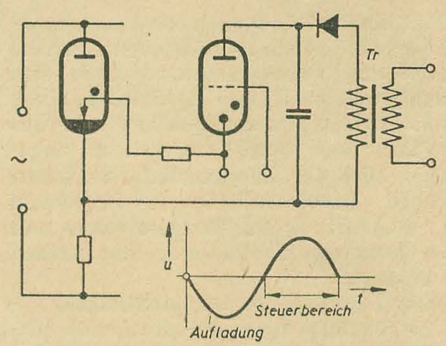


Bild 12: Gesteuerte Ignitronzündung

Nachteilig ist dabei jedoch die je nach dem Zündeinsatzpunkt verschiedene Spannung, da hier die Zündstiftspannung annähernd gleich der Netzspannung ist. Es wird deshalb eine Schaltung nach Bild 12 vorgezogen. Der Kondensator wird durch die für das Ignitron negative Halbwelle aufgeladen und während der positiven Halbwelle durch Zündung des Thyratrons über den Zündstift entladen. Damit ist ein stets gleichbleibender Wert der Zündenergie gewährleistet.

Dipl.-Ing. B. WAGNER

Stromtorverstärker in der Regelungstechnik

Die Anwendung der Elektronik in der Regel- und Steuertechnik gewinnt immer größere Bedeutung. Eine der wichtigsten Aufgaben besteht darin, die guten Eigenschaften der elektronischen Verstärker, in erster Linie ihr nahezu trägheitsloses Arbeiten, für diese Gebiete auszunutzen. Im folgenden seien einige interessante elektronische Regler aus der Fertigung des VEB Funkwerk Köpenick beschrieben.

Impulsspannungsregler

Zur Regelung der Spannung von Synchrongeneratoren, die in den Kraftwerken der elektrischen Energieerzeugung dienen, ist ein Schnellregler entwickelt worden, der im Gegensatz zu den bisher angewendeten elektromechanischen Reglern (Tirrillregler, Wälzregler) rein elektrisch arbeitet und mit Stromtoren (Thyratrons) ausgerüstet ist.

Die Arbeitsweise eines Stromtores, dessen Zündkennlinie im Bild 1 angegeben ist, wird als bekannt vorausgesetzt[1]). Die Speisung von Stromtoren durch eine Gleichspannung ist unzweckmäßig und wird nur in Sonderfällen angewandt; Stromtore werden fast stets mit Wechselspannung gespeist, so daß der Anodenstrom kurz vor dem Nulldurchgang der Anodenspannung beim Erreichen der Brennspannung unterbrochen wird. Das Stromtor muß also in jeder Periode wieder neu gezündet werden. Da der Anodenstrom genau wie bei der Hochvakuumröhre nur in einer Richtung fließt, findet eine Gleichrichtung statt. Die Größe des mittleren Gleichstromes läßt sich durch die Wahl des Zündpunktes und damit des Stromeinsatzes in jeder positiven Halbwelle zwischen Null und einem Maximalwert beeinflussen. Dieser maximal zulässige Gleichstrom (Mittelwert) beträgt bei dem größten Stromtortyp S 1/50 i IV 17 A.

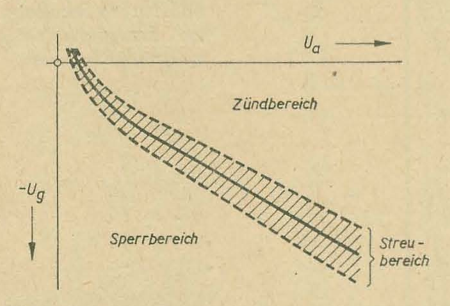
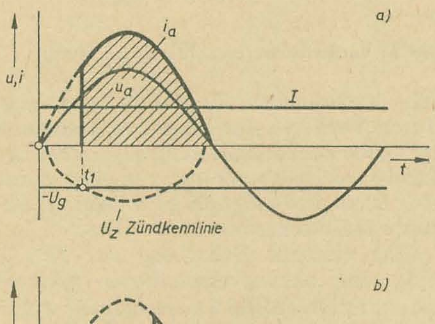


Bild 1: Statische Zündkennlinie eines Stromtores



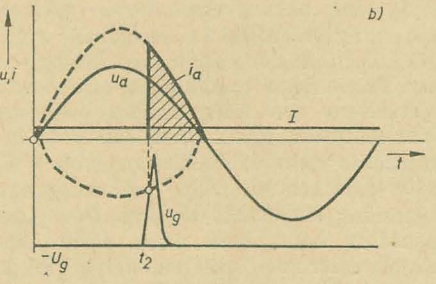


Bild 2: Spannung und Strom bei verschiedenen Zündzeitpunkten

Die Verhältnisse sind im Bild 2 näher dargestellt. Hierbei ist außer der Anodenspannung u_a auch die ihren Augenblickswerten zugeordnete Gitterspannung aufgetragen, bei der die Zündung einsetzt (Zündspannung U_z). Die Werte dieser sogenannten „dynamischen" Zündkennlinie können aus der „statischen" Kennlinie Bild 1 abgeleitet werden. Wird nun an das Gitter eine variable negative Gleichspannung U_g gelegt, so ist durch ihre Größe der Einsatz der Zündung im Bereich zwischen 0 und 90° veränderbar (Bild 2a). Wählt man diese Gleichspannung größer als den Maximalwert der Zündspannung U_z, so kann man durch eine ihr überlagerte Gitterwechselspannung, deren Phasenlage veränderbar ist, den gesamten Bereich von 0 bis 180° überstreichen. Zweckmäßig wird diese Spannung so verzerrt, daß überall scharfe Schnittpunkte mit der Zündkennlinie erzielt werden, am besten geeignet sind Impulsspannungen (Bild 2b).

[1]) Siehe auch „Grundlagen elektronischer Antriebsregler", S. 4 in diesem Heft.

Die Spannung eines Synchrongenerators wird bekanntlich durch seine Erregung bestimmt. Diese wird, ausgenommen bei Maschinen kleiner Leistung, durch eine besondere Erregermaschine geliefert, die meist starr mit der Generatorachse gekuppelt ist. Die Erregung dieser Erregermaschine — es handelt sich um eine selbsterregte Gleichstrommaschine — wird nun entsprechend dem Bedarf, also der abgegebenen Leistung des Generators so eingestellt, daß die

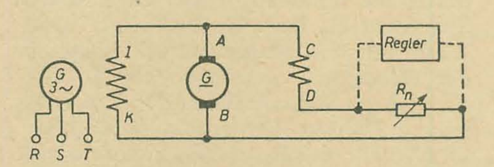


Bild 3: Grundschaltung des Drehstromsynchrongenerators mit Erregermaschine

gewünschte Generatorspannung geliefert wird. Das kann von Hand durch entsprechendes Einstellen des Nebenschlußwiderstandes R_n (Bild 3) erfolgen oder auch selbsttätig durch einen Regler R, der entweder parallel zu R_n oder an Stelle des Nebenschlußwiderstandes geschaltet ist. Die bisher üblichen Regler überbrücken den Nebenschlußwiderstand entweder ganz oder teilweise durch einen Kontakt. Der Impulsspannungsregler speist dagegen eine zusätzliche Erregerleistung parallel zum Nebenschlußwiderstand in den Erregerkreis ein. Es ist einleuchtend, daß dadurch eine stärkere Wirkung erzielt wird und die Ausregelung somit schneller erfolgt, als wenn lediglich der Widerstand im Erregerkreis verändert wird. Die Größe der eingespeisten Zusatzleistung muß entsprechend dem jeweiligen Bedarf im Leerlauf des Generators niedriger, bei Vollast höher sein, und zwar stets so, daß die Generatorspannung auf dem Sollwert gehalten wird. Es ist daher eine Meßeinrichtung erforderlich, die diese Spannung mißt und sie mit dem Sollwert vergleicht. Das

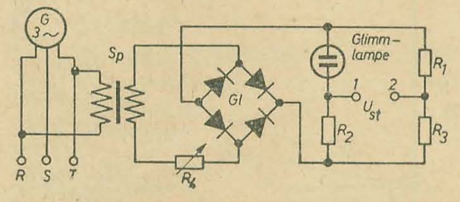


Bild 4: Erzeugung der Steuerspannung

Prinzip dieser Meßeinrichtung ist im Bild 4 dargestellt. Die Generatorspannung wird beispielsweise an den Klemmen R und T entnommen, über den Spannungswandler Sp auf einen Wert von etwa 100 V herabgesetzt und anschließend gleichgerichtet. Die Gleichspannung wird einer nichtlinearen Brückenschaltung aus den drei Widerständen R_1, R_2, R_3 und der Glimmlampe zugeführt, die so abgestimmt ist, daß die Ausgangsspannung an den Klemmen 1 und 2 bei der Generatorsollspannung Null ist. Bei Über- bzw. Unterschreiten des Sollwertes liegt an 1 und 2 eine positive bzw. negative Gleichspannung. Der Sollwert selbst kann durch Einstellen von R_4 („Sollwerteinsteller") in gewissen Grenzen verändert werden. Die so gewonnene Steuerspannung U_{st}, die in Größe und Richtung der Abweichung der Generatorspannung vom Sollwert entspricht, wird nun zur Aussteuerung des Stromtorverstärkers benutzt (Bild 5). Er besteht im wesentlichen aus den beiden Stromtoren St_1 und St_2, die von dem Transformator Tr mit Anodenspannung versorgt werden (Mittelpunktschaltung). Die Belastung ist

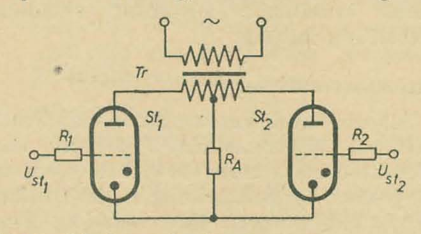


Bild 5: Schaltung der Stromtore

durch den Widerstand R_A angedeutet. Den beiden Gittern werden die der Meßeinrichtung ähnlich Bild 4 (jedoch mit zwei Ausgängen) entnommenen Steuerspannungen U_{st1} und U_{st2} zugeführt. Diese steuern die Zündung der Stromtore so, daß die Zusatzerregerleistung bei zu niedriger Generatorspannung solange erhöht wird, bis die Generatorspannung den Nennwert erreicht hat. Dann wird die Steuerspannung Null, und die Einspeisung der Zusatzleistung hört auf, bis infolge der absinkenden Generatorspannung ein neuer Steuerbefehl gegeben wird. Die Schaltung arbeitet so, daß der Mittelwert des Erregerstroms dem Bedarf entspricht. Damit würde die Einrichtung schon im gewünschten Sinne regeln; aber ein befriedigendes Arbeiten wäre noch nicht erreicht. Infolge der erheblichen magnetischen Trägheit der Erregermaschine und vor allem des Generators selbst (sie wird ausgedrückt durch die Zeitkonstante, das ist die Zeit, in der etwa $^2/_3$ des Endwertes erreicht wird, die bei großen Maschinen mehrere Sekunden beträgt), folgt die Spannung im Generator dem Regelbefehl erst nach einiger Zeit, was ein starkes Überregeln nach beiden Richtungen zur Folge hat. Dadurch pendelt die Spannung mit einer Periodendauer von mehreren Sekunden um den Mittelwert; das ist aber für den Verbraucher untragbar. Man wendet daher einen Kniff an, der in der Regelungstechnik als „Rückführung" bekannt ist. In den Meßkreis wird noch eine Größe eingeführt, die die Auswirkung des Regelbefehls bereits früher zurückmeldet als dies durch den Generator selbst erfolgt. Hierzu wird die Spannung der Erregermaschine benutzt. Zwar ist auch diese mit einer Trägheit behaftet, ihre Zeitkonstante ist jedoch wesentlich kleiner als die des Generators. Ein Pendeln ist also immer noch vorhanden, aber mit einer wesentlich höheren Frequenz in der Größenordnung von 10 Hz. Auf die Generatorspannung selbst wirken sich diese kurzzeitigen Schwankungen infolge der magnetischen Trägheit des Generators nicht aus, sie wird lediglich durch den Mittelwert des Erregerstromes bestimmt. Diese Arbeitsweise mit kurzzeitigen, impulsartigen Schwingungen bewirkt ein besonders rasches Reagieren des Reglers, der daher die Bezeichnung „Impulsspannungsregler" erhalten hat.

Das Prinzipschaltbild des Impulsspannungsreglers ist im Bild 6 gezeigt. Die Heizung der Stromtore mit der Anheizautomatik (einem Zeitschaltwerk, das die Anodenspannung erst nach genügender Erwärmung der Katode anlegt), Glättungsglieder, einige Zusatzeinrichtungen zur Verbesserung der Wirkungsweise des Reglers, alle Starkstromschaltelemente zur Signalisierung und Betätigung sowie die Schutzeinrichtungen sind wegen der besseren Übersicht fortgelassen. Ebenso ist die Zusatzeinrichtung nicht eingezeichnet, die durch Differenzieren der Erregermaschinenspannung die noch vorhandene geringe Lastabhängigkeit des Reglers verringert oder sogar völlig aufhebt, sowie ein weiterer Trafo, der eine Zusatzwechselspannung im Gitterkreis der Stromtore erzeugt, um die Stromtore im ganzen Bereich zwischen 0° und 180° aussteuern zu können und sie damit besser auszunutzen [1] [2].

Die Generatorspannung wird dem Spannungswandler Sp entnommen und über den Stromwandler St mit einer dem Belastungsstrom proportionalen Komponente so überlagert, daß Pendelungen beim Parallelbetrieb mehrerer Maschinen vermieden werden. Die Einstellung des Sollwertes erfolgt über den Sollwerteinsteller R_5, während die richtige Stromkomponente durch den Widerstand R_6 eingestellt wird. Die gleichgerichtete Summenspannung speist die Doppelbrücke Glimmlampe, R_7, R_8, R_9, die die Steuerspannungen U_{st1} und U_{st2} liefert. Dieser Doppelbrücke wird die der Erregermaschinenspannung proportionale Komponente gegengeschaltet, die am Feld der Erregermaschine über den Span-

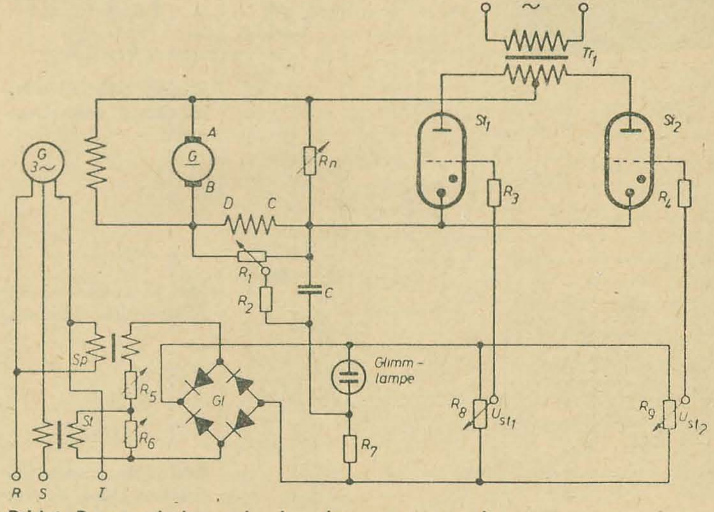
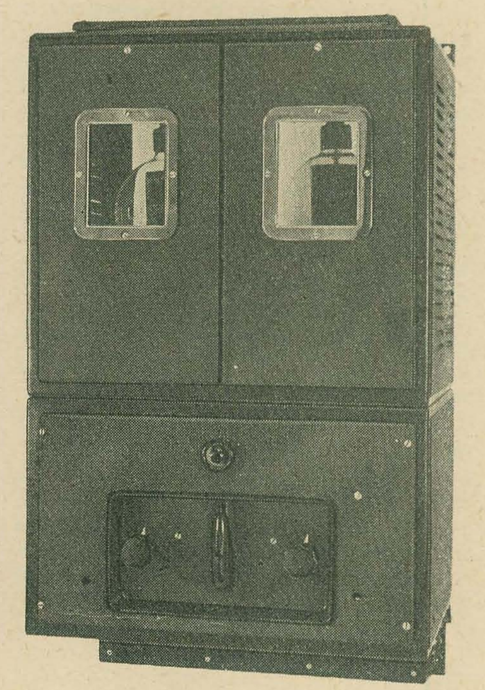


Bild 6: Prinzipschaltung der Impulsspannungsregelung

nungsteiler R_1 entnommen wird. Die durch U_{st1} und U_{st2} gesteuerten Stromtore St_1 und St_2 erhalten ihre Anodenspannung über den Trafo Tr_1 und arbeiten auf den Erregerkreis parallel zum Nebenschlußwiderstand R_n. Der Nebenschlußwiderstand wird dabei so eingestellt, daß ohne zusätzliche Reglerleistung der Generator etwas weniger als die Leerlaufspannung abgibt. Der Regler hat nun die Aufgabe, durch seine Zusatzleistung stets die dem Belastungszustand des Generators entsprechende Gesamterregung der Erregermaschine einzustellen.

Das Äußere dieses Reglers ist aus Bild 7 ersichtlich. Sein besonderer Vorzug besteht darin, daß er auch bei Ausfall eines Stromtores ohne merkliche Spannungsänderung weiter arbeitet. Die Abgriffe an den Brückenwiderständen R_8 und R_9 können zwar so eingestellt werden, daß beide Stromtore gleichzeitig arbeiten, so daß also eine Zweiweggleichrichtung erfolgt. Dieser Zustand ist jedoch labil, schon geringfügige Änderungen der Zündkennlinien der Stromtore bewirken, daß stets nur eines der beiden Stromtore zündet. Das wird ausgenutzt, indem die Gitterspannungen bewußt etwas verschieden eingestellt werden, und zwar so, daß von vornherein nur ein Stromtor arbeitet, das andere jedoch bei etwas größeren Regelabweichungen mit eingreift. Die Stromtore sind also so zu dimensionieren, daß jedes Stromtor den maximal benötigten Gleichstrom liefern kann. Fällt das arbeitende Stromtor einmal aus, so übernimmt das andere Stromtor völlig selbständig die Regelung. Außerdem schaltet sich bei großen Laststößen, die eine sehr große zusätzliche Erregerleistung erfordern, infolge der dann vorhandenen größeren Steuerspannung das nicht arbeitende Stromtor ebenfalls selbsttätig mit ein.



← Bild 7: Impulsspannungsregler vom VEB Funkwerk Köpenick

Stromtorverstärker

Als universell verwendbare Verstärker größerer Leistung ist eine Typenreihe von Stromtorverstärkern entwickelt worden, die je nach der Bestückung in vier Größen hergestellt werden; ihre Leistung liegt zwischen 55 W und 2,9 kW bei einer Anodenwechselspannung von 380 V. Diese Verstärker können zum Steuern und Regeln jeder elektrischen oder elektrisch meßbaren Größe verwendet werden, wie zum Beispiel Drehzahl (Antriebsregler), Vorschubregelung, Spannungs- und Stromregelung, Beleuchtungsregelung, Fernbedienung von Geräten aller Art und anderes mehr. Sie sind mit zwei antiparallel geschalteten Stromtoren bestückt (Bild 8). Durch die Phasenlage der Steuerspannungen U_{st1} und U_{st2} läßt sich der Gleichstrommittelwert I_A im Verbraucher, der hier durch den Widerstand R_A dargestellt ist, nach Größe und Richtung verändern, indem entweder das Stromtor St_1 oder das Stromtor St_2 gezündet wird. Um genau definierte Zündpunkte zu erhalten, wird mit Spannungsspitzen (Spitzensteuerung, Bild 2b) gearbeitet, die einem Impuls- oder Spitzentransformator entnommen werden. Die Zündschaltung zeigt Bild 9. Dem Netz wird eine Grundspannung entnommen und dem Transformator Tr_1 zugeführt, wobei die gewünschte Phasenlage mit R_5 und C_3 eingestellt werden kann. Diese Spannung $\mathfrak{U}_1$ wird den beiden Spitzentransformatoren Tr_2 und Tr_3 zugeführt. Sie arbeiten mit einem magnetisch gesättigten Eisenkreis und liefern sekundärseitig (Wicklung III) scharf ausgeprägte Spitzen, wie im Bild 2b dargestellt. Der Transformator Tr_4 wird durch die Steuerspannung $\mathfrak{U}_{st}$ gespeist und liefert die ihr proportionale Spannung $\mathfrak{U}_4$. Im Gegensatz zum Impulsspannungsregler muß hier die Steuerspannung eine Wechselspannung sein. Die Phasenlage der Spannungsspitzen $\mathfrak{U}_2'$ bzw. $\mathfrak{U}_3'$ wird zunächst durch die Phasenlage der zugeführten Spannung $\mathfrak{U}_2$ bzw. $\mathfrak{U}_3$ bestimmt; diese wiederum stellt die geometrische Summe der Netzspannungskomponente $\mathfrak{U}_1$ von Tr_1 und der Steuerspannungskomponente $\mathfrak{U}_4$ von Tr_4 dar. Werden die Verhältnisse so gewählt, daß $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{U}_4$ nahezu senkrecht aufeinander stehen, so ändert sich die Phasenlage von $\mathfrak{U}_2$ bzw. $\mathfrak{U}_3$ in einem großen Bereich nahezu proportional mit der Amplitude von $\mathfrak{U}_4$, also $\mathfrak{U}_{st}$; die Amplitude von $\mathfrak{U}_2'$ bzw. $\mathfrak{U}_3'$ ändert sich dabei zwar auch mit, aber in wesentlich geringerem Umfange; sie ist an sich belanglos. Außerdem sind zur Begrenzung der Amplituden auf der Sekundärseite von Tr_2 und Tr_3 Glimmlampen angeordnet. Die Verhältnisse werden am besten durch die Zeigerdarstellung (Bild 10a) veranschaulicht. Für $\mathfrak{U}_4 = 0$ wird $\mathfrak{U}_2 = \mathfrak{U}_3 = \mathfrak{U}_1$; sekundärseitig (Wicklung III) wird dann die Spitzenspannung $\mathfrak{U}_2'$ erzeugt, die etwa 60° gegenüber $\mathfrak{U}_a$ nacheilt (Fall 1). Für den Fall $\mathfrak{U}_4 > 0$ (2) ergibt sich $\mathfrak{U}_2$ als geometrische Summe von $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{U}_4$ und entsprechend eilt $\mathfrak{U}_2'$ der Spannung $\mathfrak{U}_a$ vor; ist $\mathfrak{U}_4$ umgekehrt gerichtet ($\mathfrak{U}_4 < 0$), ergeben sich die Verhältnisse nach (3). $\mathfrak{U}_2'$ eilt dann um mehr als 90° gegenüber $\mathfrak{U}_a$ nach. Die jeweilige Lage der Zündspitzen zu $\mathfrak{U}_a$ ist im Bild 10b eingezeichnet. Für den Transformator Tr_3 ergibt sich das entsprechend umgekehrte Zeigerdiagramm.

Parallel zur Sekundärwicklung III des Spitzentrafos Tr_2 bzw. Tr_3 liegen die er-

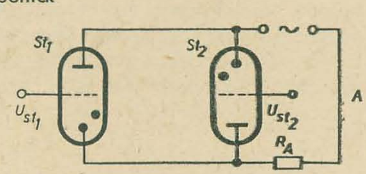
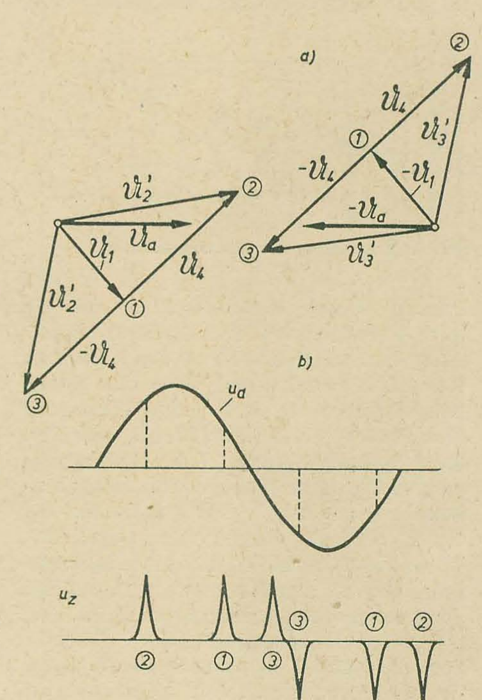
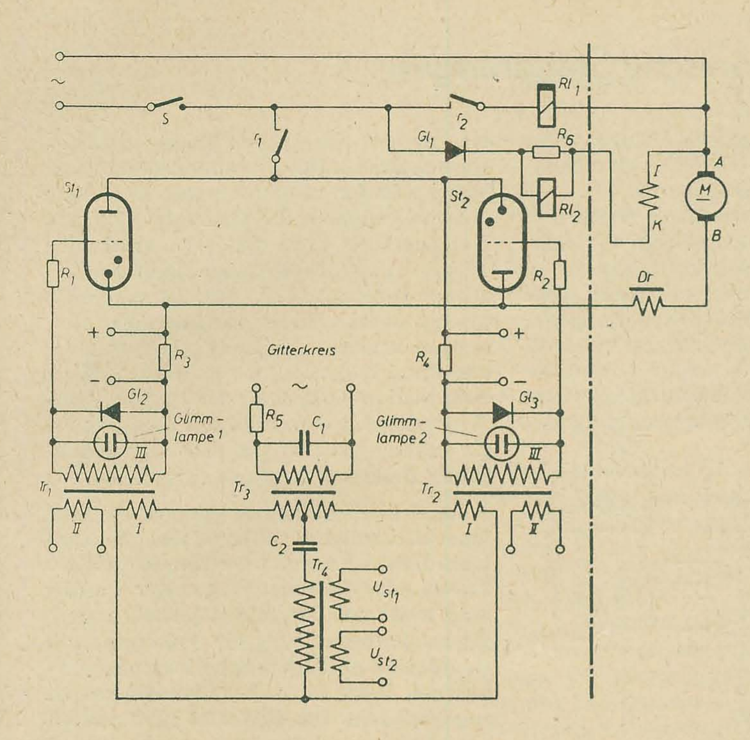


Bild 8: Antiparallelschaltung von Stromtoren

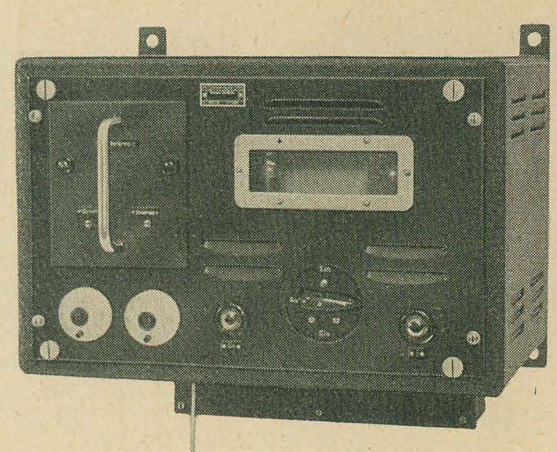
← Bild 9: Gitterkreis für Antiparallelschaltung



→ Bild 10: Zeigerdiagramme des Gitterkreises nach Bild 9



← Bild 11: Prinzipschaltbild eines Stromtorverstärkers





→ Bild 12: Stromtorverstärker vom VEB Funkwerk Köpenick

Die Daten der vier Typen der Stromtorverstärker

Typ	Leistung bei 220 V	Leistung bis 380 V	Stromtorbestückung
I	30 W	55 W	2 × S 5/1 i
II	200 W	350 W	2 × S 1/6 i IV
III	650 W	1,1 kW	2 × S 1/20 i IV
IV	1,7 kW	2,9 kW	2 × S 1/50 i IV

wähnte Glimmlampe und ein Trockengleichrichter, der die nicht benötigte negative Spitze abschneidet. Am Widerstand R_2 bzw. R_4 wird die Grundgleichspannung zugeschaltet, so daß an den Klemmen 1 und 2 bzw. 3 und 4 die Zündspannung mit der gewünschten Phasenverschiebung und der Gleichvorspannung U_g entnommen werden kann. Die Spitzentrafos haben noch eine zweite Primärwicklung II, die es ermöglicht, weitere Spannungen als Steuergrößen in den Eingangskreis zu schalten, zum Beispiel zur Dämpfung durch einen Vorhalt.

Die Schaltung des gesamten Verstärkers ist aus Bild 11 zu entnehmen. Darin ist die geschilderte Gittersteuereinrichtung als „Gitterkreis" bezeichnet. Dieser ist als Einschub ausgeführt und für alle vier Typen einheitlich und austauschbar.

Zur Vollaussteuerung wird eine Wechselspannung von etwa 3 bis 5 V bei einem Eingangswiderstand von etwa 1 kΩ benötigt. Die zur Speisung von fremderregten Gleichstrommotoren erforderliche Feldspannung kann einem eingebauten Trockengleichrichter entnommen werden.

Die weiterentwickelten Stromtorverstärker, an denen zur Zeit noch gearbeitet wird, enthalten eine Zusatzeinrichtung zur Strombegrenzung, um eine Überbelastung der Motoren oder der Stromtore beim Einschalten oder abnormal hohem Belastungsmoment zu verhüten. Diese Verstärker sind außerdem wahlweise für Steuergleich- oder -wechselspannungen ausgelegt.

Literatur

[1] K. Felgentreff, Ein elektronischer Spannungsregler für Synchrongeneratoren nach dem Vibrationsprinzip, Deutsche Elektrotechnik, 8. Jahrg., Heft 1 (1954) S. 3 bis 8.

[2] B. Wagner, Elektronische Spannungsregelung von Synchrongeneratoren, Energietechnik, 2. Jahrg., Heft 12 (1952) S. 359 bis 363.

[3] H. Zeibig, Schaltprobleme des elektronischen Reglers, Nachrichtentechnik, 3. Jahrg., Heft 5 (1953) S. 201 bis 204.

[4] O. Stock, Gasgefüllte Glühkatodenröhren und ihre Anwendung, SVT Schriftenreihe des Verlages Technik, Berlin, Band 130.

Internationale Wellenbezeichnungen

Beim Studium ausländischer Literatur geben die deutschen, englischen und französischen Wellenbezeichnungen, die zwar mitunter gleich lauten, jedoch verschiedene Wellenbereiche kennzeichnen, häufig Anlaß zu Irrtümern. Der zwischenstaatliche beratende Ausschuß für Rundfunk (CCIR) empfiehlt deshalb, die in der nachstehenden Übersicht zusammengestellten internationalen Wellenbezeichnungen zu benutzen.

Im einzelnen ist zu den Rubriken „Band Nr.", „metrische Einteilung" und „Frequenz" noch zu bemerken, daß sich das jeweilige Band „N" von $0{,}3 \cdot 10^N$ bis $3 \cdot 10^N$ Hz erstreckt, wobei die untere Frequenzgrenze eingeschlossen, die obere jedoch ausgeschlossen ist.

Häufig findet man noch in der Literatur für „Dezimeter" die falsche Abkürzung „Dm". Richtig muß es heißen „dm", da die Abkürzung „Dm" Dekameter bedeutet. Dm-Wellen sind also Kurzwellen im Bereich von 100 bis 10 m (3 bis 30 MHz). In der französischen Fachliteratur ist es gebräuchlich, den Wellenbereich „O.M." in Grandes Ondes (150 bis 300 kHz) und Petites Ondes (520 bis 1600 kHz) zu unterteilen.

Bau-

Literatur:

CCI-OIR-Mitteilungen Nr. 10 (1955).

Welleneinteilung

Band Nr.	Metrische Einteilung	Wellenlänge bzw. Frequenz	Wellenbezeichnungen deutsch	Wellenbezeichnungen englisch	Wellenbezeichnungen französisch
4	Myriameterwellen	100000 bis 10000 m 3 bis 30 kHz		VLF Very Low Frequency	
5	Kilometerwellen	10000 bis 1000 m 30 bis 300 kHz	LW Langwellen (1880 bis 1130 m)	LF Low Frequency	O.L. Ondes Longues (10 bis 150 kHz) O.M. Ondes Moyennes (150 bis 1600 kHz)
6	Hektometerwellen	1000 bis 100 m 300 bis 3000 kHz	MW Mittelwellen (550 bis 193 m)	MF Medium Frequency	O.I. Ondes Intermediaires (1600 bis 3000 kHz)
7	Dekameterwellen	100 bis 10 m 3 bis 30 MHz	KW Kurzwellen (50 bis 12 m)	HF High Frequency	O.C. Ondes Courtes
8	Meterwellen	10 bis 1 m 30 bis 300 MHz	UKW Ultrakurzwellen	VHF Very High Frequency	O.T.C. Ondes Très Courtes
9	Dezimeterwellen	1 bis 0,1 m 300 bis 3000 MHz		UHF Ultra High Frequency	O.U.C. Ondes Ultra-Courtes
10	Zentimeterwellen	10 bis 1 cm 3 bis 30 GHz		SHF Super High Frequency	
11	Millimeterwellen	10 bis 1 mm 30 bis 300 GHz		EHF Extremely High Frequency	
12	Dezimillimeterwellen	1 bis 0,1 mm 300 bis 3000 GHz			

Thyratrons für elektronische Steuerungen

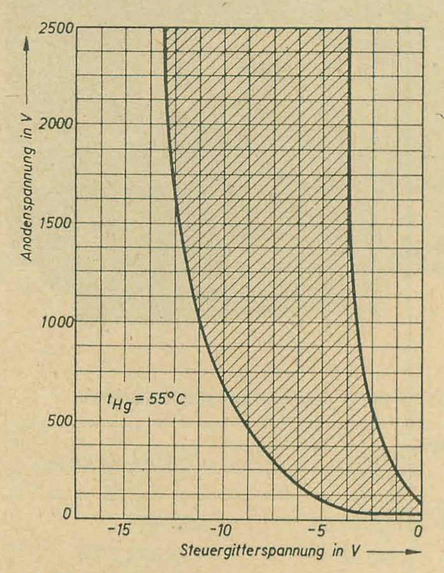


Bild 2: Zündkennlinie der PL 17/5557

Bild 3: Zündkennlinie der PL 57/5559

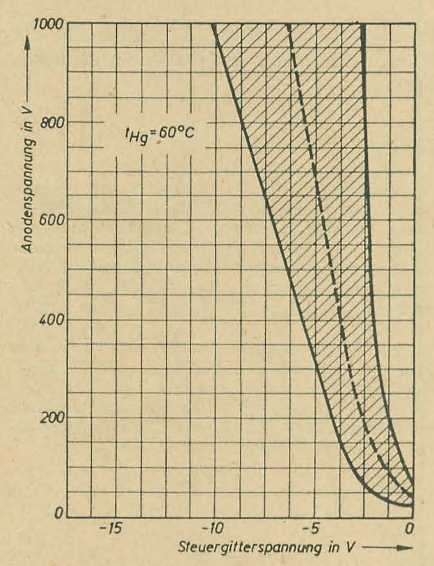
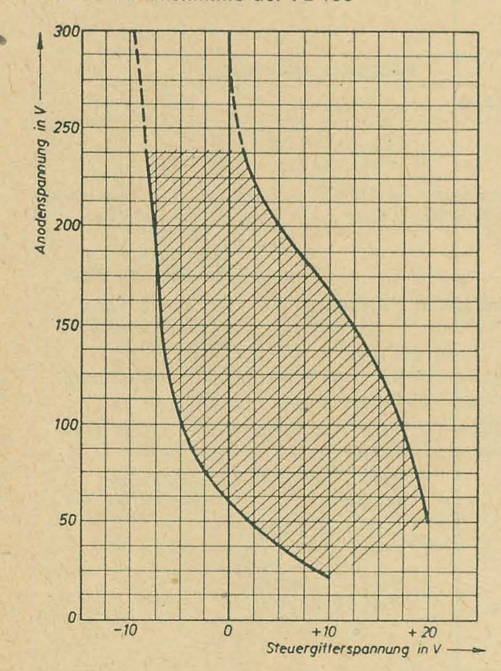


Bild 4: Zündkennlinie der PL 150



Elektronische Steuer- und Regelgeräte gewinnen auf vielen Gebieten der Industrie zunehmend an Bedeutung.

Ein besonders interessantes Teilgebiet der industriellen Elektronik ist die elektronische Steuerung von Antriebsmotoren für Walzwerke, Werkzeugmaschinen, Textilmaschinen usw. Diese Steuerungsmethode weist gegenüber den bisher üblichen Drehzahlregelungen erhebliche Vorteile auf. Bild 1 zeigt das Blockschema einer elektronischen Motorsteuerungsanlage.

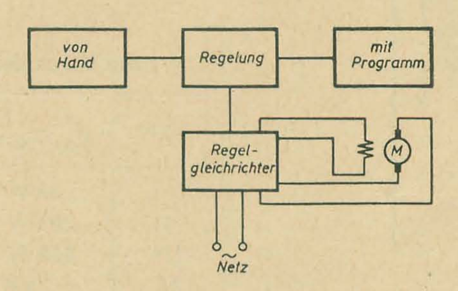


Bild 1: Blockschema einer elektronischen Motorsteuerungsanlage

Sie besteht aus einem Leistungstransformator zum Anschluß an das Wechsel- oder Drehstromnetz, einem mit Thyratrons bestückten Regelgleichrichter und dem Gleichstromnebenschlußmotor zum Antrieb der Werkzeugmaschine usw. Der Regelgleichrichter liefert die zum Antrieb des Motors notwendigen Feld- und Ankerspannungen, die je nach der gewünschten Charakteristik für Drehmoment und Leistung geändert werden können. Es ist zum Beispiel möglich, die Drehzahl über den Nennwert — etwa auf den vierfachen Wert — zu erhöhen, dabei bleibt die Leistung konstant und das Drehmoment nimmt entsprechend ab. Mit einer derartigen Anlage ergibt sich ein geschmeidiges und trägheitsloses Arbeiten; außerdem wird im Gegensatz zur Regelung mit Widerständen dem Netz nur so viel Energie entnommen, wie es dem augenblicklichen Belastungszustand entspricht.

Im Prinzip ist das Thyratron eine mit Quecksilberdampf oder einem Edelgas (zum Beispiel Argon oder Xenon) gefüllte Triode oder Tetrode. Wegen der Gasfüllung weist das Thyratron jedoch andere Eigenschaften auf als die Vakuumröhre. Demgemäß muß auch der Elektrodenaufbau den besonderen Arbeitsbedingungen angepaßt sein. Das Gitter ist nicht wie bei den Vakuumröhren eine Drahtwendel, sondern ein metallischer Zylinder mit einer Lochscheibe, die den Anoden- und Katodenraum trennt. Wird bei abgeschalteter Anode eine entsprechend hohe negative Spannung an das Steuergitter gelegt, so können — auch wenn die positive Anodenspannung eingeschaltet wird — keine Elektronen zur Anode gelangen. Wird jedoch die negative Gittervorspannung verringert oder sogar positiv, so setzt bei einer definierten Spannung, der

Technische Daten

Kennlinie Bild	2	3	4	5	6
Röhrentyp	PL 17/5557	PL 57/5559	PL 150	PL 1607	PL 21/2 D 21
Ausführung	Triode	Triode	Triode	Tetrode	Tetrode
Füllung	Hg-Dampf*)	Hg-Dampf*)	Hg-Dampf*)	Argon	Xenon
Katode					
Heizart	direkt	indirekt	direkt	direkt	indirekt
Heizspannung	2,5 V	5,0 V	1,92 V	2 V	6,3 V
Heizstrom	5 A	4,5 A	26 A	2,6 A	0,6 A
min. Anheizzeit	5 s	300 s	60 s	60 s	10 s
Bogenspannung	16 V	16 V	12 V	15 V	8 V
Steuerkennlinie	neg.	neg.	neg./pos.	neg.	neg.
Ionisierungszeit	10 µs	10 µs	10 µs	—	0,5 µs
Entionisierungszeiten	1000 µs	1000 µs	1000 µs	500 µs	55 µs
max. Anodenspannung	2500 V	1000 V	240 V	700 V	650 V
max. Anodensperrspannung	5000 V	1000 V	500 V	700 V	1300 V
max. neg. Steuergitterspannung					
bei gelöschter Röhre	500 V	500 V	150 V [1] 50 V [2]	100 V	100 V
bei gezündeter Röhre	10 V	10 V	50 V	10 V	10 V
max. neg. Schirmgitterspannung					
bei gelöschter Röhre	—	—	—	100 V	100 V
bei gezündeter Röhre	—	—	—	10 V	10 V
max. Anodenstrom					
Scheitelwert, f ≧ 25 Hz	2 A	15 A	90 A	2 A	0,5 A
Mittelwert	0,5 A	2,5 A	15 A	0,5 A	0,1 A
max. Steuergitterstrom (Scheitelwert)	0,25 A	1 A	0,1 A	0,25 A	—
max. Schirmgitterstrom (Scheitelwert)	—	—	—	0,25 A	—
Gitterableitwiderstand	10 bis 50 kΩ	10 bis 50 kΩ	10 bis 33 kΩ	100 bis 5000 kΩ	10000 kΩ

*) Hg-Dampf = Quecksilberdampf
[1]) Bei negativer Anodenspannung
[2]) Bei positiver Anodenspannung

Zündspannung, plötzlich ein kräftiger Anodenstrom ein. Die Höhe der Zündspannung hängt dabei von der Höhe der Anodenspannung und der Spannung am Schirmgitter (bei Tetroden) ab, wie auch die Zündkennlinien in den Bildern 2 bis 6 erkennen lassen. Hat die Röhre gezündet, so kann durch Regelung der Gitterspannung der Anodenstrom nicht mehr unterbrochen werden; nur durch Herunterregeln der Anodenspannung bis zur Löschspannung ist dies möglich. Im gezündeten Zustand fließt durch die Röhre ein hoher Anodenstrom, der Werte bis zu 200 A annehmen kann, da der Quecksilberdampf bzw. das Edelgas ionisiert ist. Nach dem Löschen der Röhre wird für die Entionisierung eine gewisse Zeit gebraucht, etwa 40 bis 1000 µs. Die Impulsfrequenz kann daher nicht höher als größenordnungsmäßig 10 kHz sein.

In der Tabelle sind für einige der neueren Thyratron-Typen der Valvo GmbH, Hamburg, die wesentlichen Daten angegeben. *tae-*

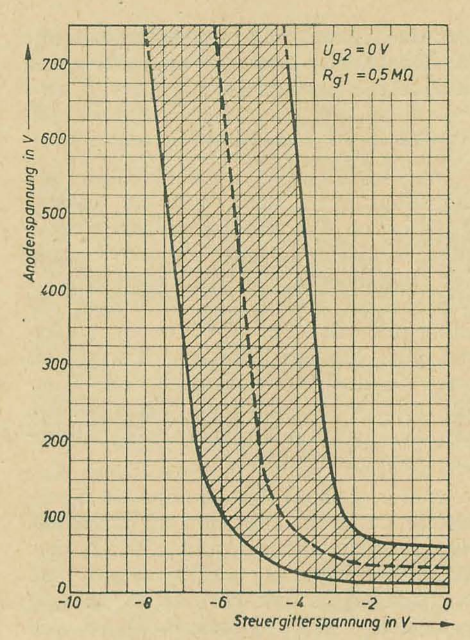


Bild 5: Zündkennlinie der PL 1607

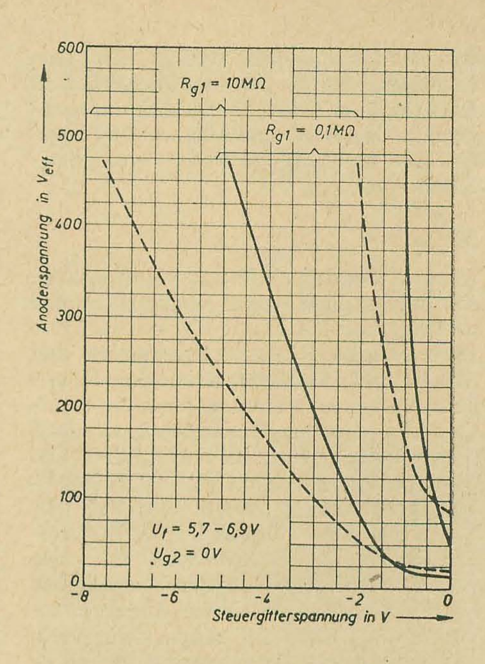


Bild 6: Zündkennlinie der PL 21/2D21

W. MÄRKER

Rauschen bei Magnettonbandgeräten

Im folgenden Beitrag soll eine der besonderen Fehlergruppen behandelt werden, die dem Magnettonverfahren anhaftet und deren Beseitigung von ausschlaggebender Bedeutung ist, wenn man die Vorzüge dieses Tonträgers tatsächlich ausnützen will. Dabei wird in erster Linie an Amateurgeräte gedacht, die nach eigenen Gesichtspunkten aufgebaut worden sind. Allerdings soll auf Rauscherscheinungen, die schon bei stillstehender Maschine auftreten, nicht weiter eingegangen werden, da dies ausschließlich die Verstärkertechnik betrifft.

Bandbedingtes Grundrauschen

Die durch den Fabrikationsprozeß bedingte unvermeidliche Inhomogenität des Tonträgers hat innerhalb eines bestimmten Bereichs verschiedene Lagen der dynamischen Kennlinien der Magnetschicht zur Folge, die durch ihre Schwankungen ein materialbedingtes Grundrauschen bewirken. Dieser Effekt begrenzt in erster Linie die Dynamik der Anlage, so daß das Pianissimo einer Aufzeichnung in jedem Falle noch über dem Grundrauschpegel liegen muß, oder anders ausgedrückt, die aufgezeichnete Remanenz muß bei leisesten Stellen noch so groß sein, daß das Grundrauschen nicht in Erscheinung treten kann. Da das Rauschen am kleinsten ist, wenn der Arbeitspunkt in den Ursprung der Kennlinie gelegt wird, macht man bei der Hochfrequenzvormagnetisierung davon Gebrauch. Unter dem sogenannten Modulationsrauschen sind Störspannungen zu verstehen, die durch eine Modulation der Aufzeichnung wegen der Unvollkommenheit des Aufzeichnungsvorgangs bedingt sind. Dieses Modulationsrauschen wird mit wachsender Amplitude größer und in den Nulldurchgängen gleich Null, wobei die NF-Spannung als Träger anzusehen ist. Dieses Rauschen stört aber kaum, da es bei schwachen Signalen prozentual annähernd denselben Pegel hat wie bei starken Signalen und das Verhältnis von größter Amplitude zur Geräuschspannung ohne Aufzeichnung größer ist, als sich aus dem Verhältnis Nutz- zu Rauschspannung für eine definierte Nutzspannung ergibt. Allgemein kann man sagen, daß Bänder größerer Gleichmäßigkeit und Oberflächengüte die kleinere Grundrauschspannung abgeben und umgekehrt. Dabei ist auch der innige Kontakt zwischen Band und Kopf wichtig.

Betriebsmäßiges Rauschen

Hochfrequenzgleichfeldrauschen

Da die dynamischen Kennlinien der Magnetisierungsschicht gekrümmt sind, kann es vorkommen, daß durch einen verzerrten Lösch- bzw. Vormagnetisierungsstrom eine Art Gleichstromvormagnetisierung des Bandes entsteht. Es tritt eine Teilgleichrichtung der Hochfrequenz ein, die ein starkes Rauschen zur Folge hat. Charakteristisch ist dabei, daß nur phasenverschobene geradzahlige Harmonische diese Gleichfeldremanenz zur Folge haben, während bei nicht phasenverschobenen geradzahligen Harmonischen keine Gleichfeldbildung auftritt.

Durch richtige Wahl des Arbeitspunktes des Hochfrequenzgenerators ist dieser Fehler zu beseitigen. Die erforderliche Kontrolle der HF-Spannung kann mit einem Katodenstrahloszillografen vorgenommen werden. Hierbei wird der Arbeitspunkt durch Verändern des Katodenwiderstandes in bekannter Weise bis zum günstigsten Wert verschoben (bei der EL 12 zum Beispiel 80 Ω bei 350 V Anodenspannung und 10 kΩ Schirmgittervorwiderstand). Sollte kein Oszillograf zur Verfügung stehen, so ist folgender Weg einzuschlagen: Um das Hochfrequenzgleichfeldrauschen eindeutig definieren zu können, ist es notwendig, daß zunächst alle anderen Rauschursachen, die im nächsten Abschnitt besprochen werden, restlos beseitigt sind. Denn wenn eine Störung durch mehrere Komponenten verursacht wird, ist die Fehlerbeseitigung sehr erschwert. Es wird ein jungfräuliches Band aufgelegt, der Löschgenerator eingeschaltet und die Maschine ohne Modulation in Betrieb gesetzt. Beim gleichzeitigen Abhören wird man durch Variieren des Katodenwiderstandes der Löschstufe sofort feststellen können, wie sich die Wahl des Arbeitspunktes auf das unerwünschte Hochfrequenzgleichfeldrauschen auswirkt. Man kann dann ohne Schwierigkeit den subjektiv minimalsten Wert einregeln. Um von vornherein Fehler durch mangelhaft gelöschte Aufnahmen oder unkontrollierbare Vormagnetisierungen gebrauchter Bänder auszuschalten, ist bei dieser akustischen Prüfung unbedingt jungfräuliches Band zu verwenden. In diesem Zusammenhang sei darauf hingewiesen, daß die Anodenspannungssiebung des HF-Generators reichlich bemessen sein muß, weil Brummspannungen ebenfalls wieder als Rauschen und Brumm auf dem Band erscheinen.

Reines Gleichfeldrauschen

Am häufigsten tritt normalerweise ein Rauschen auf, wenn Eisenteile, an denen

das Band unmittelbar anliegt bzw. vorbeigleitet, durch permanenten Einfluß eines Magnetfeldes oder durch unsachgemäße Handhabung magnetisiert worden sind und nun das Band vormagnetisieren.

Köpfe

Im allgemeinen soll das Kopfmaterial eine sehr geringe Remanenz besitzen, das heißt eine ideal schmale Hysteresiskurve. Eine geringe Remanenz verlagert den Arbeitspunkt auf der dynamischen Kennlinie, woraus eine Rauschspannung resultiert, die beim jungfräulichen bzw. nicht vormagnetisierten Band sehr minimal ist. Besonders groß ist die Gefahr der Gleichfeldmagnetisierung beim Hörkopf, da dieser wegen der geforderten hohen Empfindlichkeit keinen Rückspalt hat. Die permanente Gleichfeldmagnetisierung der Köpfe kann zum Beispiel dadurch erfolgen, daß diese im Magnetfeld eines Gummiandruckrollenmagnets, Bandabhebungsmagnets oder eines Meßinstruments (Outputmeter) liegen. Ferner kann das Berühren der Köpfe mit magnetischen Werkzeugen eine störende Remanenz hinterlassen. Es besteht auch die Möglichkeit einer Vormagnetisierung durch mangelhaftes Dielektrikum der Kondensatoren, die die Anodengleichspannung des Aufsprechverstärkers anodenseitig vom Sprechkopf abriegeln, sowie des Kondensators, über den ein Teil der Hochfrequenz von der Anode der Löschröhre zum Sprechkopf gelangt. Schließlich ist noch eine Vormagnetisierung des Sprechkopfes dadurch möglich, daß beim Anschalten des Aufsprechverstärkers der Ladestrom des Trennkondensators über die Sprechkopfwicklung fließt und so eine Remanenz hinterläßt. Das kann beseitigt werden, wenn man während des Schaltvorgangs die Sprechkopfwicklung kurzschließt, um den Ladestromstoß abzufangen. Zuletzt soll noch ein eigenartiger Fall erwähnt werden, bei dem zunächst die üblichen Versuche, die Rauschursache an einer Amateurmaschine festzustellen, fehlschlugen, obwohl eindeutig eine Kopfvormagnetisierung vorlag. Es stellte sich heraus, daß das verwendete Hartpapier einer Lötleiste infolge unkontrollierbarer Einwirkungen einen so schlechten Isolationswiderstand aufwies, daß ein Kriechstrom von der +350-V-Lötöse zur benachbarten Sprechkopflötöse eine interne Vormagnetisierung bewirkte.

Sonstige Eisenteile

Bei Bandführungen, Umlenkrollen, Fühlhebeln für automatische Ausschalter sowie Andruckarmen der Umlenkrollen aus Eisen kann stets eine Vormagnetisierung auftreten, die auf das Band übertragen wird. Es ist daher sorgfältig darauf zu achten, daß die genannten Teile weder mit magnetischen Werkzeugen noch im direkten Feld eines Magneten montiert werden. Zu den magnetisierbaren Werkzeugen ist auch die Schere zu zählen, die beim Cuttern verwendet und oftmals achtlos weggelegt wird. Man sollte beim Cuttern stets eine unmagnetische Schere benutzen, um das sonst auftretende Knackgeräusch an der Schnitt- und Klebestelle zu vermeiden.

Verfahren zur Entmagnetisierung

Wie bereits erwähnt, sind Köpfe und Bandführungen stets nur im entmagnetisierten Zustand brauchbar. Grundsätzlich ist zum Löschen der unerwünschten Remanenz ein langsam abklingendes Wechselfeld erforderlich. Auf dem abklingenden Ast der Hysteresiskurve findet eine häufige Ummagnetisierung bis zur völligen Remanenzfreiheit statt. Hierbei gibt es verschiedene Möglichkeiten, die sich je nach den gegebenen Bedingungen anwenden lassen.

a) Man erreicht das abklingende Wechselfeld dadurch, daß man zum Beispiel den in Frage kommenden Teilen eine 50-Hz-Löschdrossel (RFT) nähert und langsam wieder entfernt und diesen Vorgang einige Male wiederholt. Dabei sind von den Köpfen die Abschirmungen zu entfernen und getrennt zu entmagnetisieren.

b) Eine Kopfmagnetisierung kann man auch dadurch aufheben, daß man die Kopfwicklung an einen auf 80 bis 100 V geladenen Kondensator legt. Die einsetzende, langsam abklingende Schwingung des aus Kondensator und Kopfinduktivität gebildeten Schwingkreises führt hierbei zur Entmagnetisierung.

c) In hartnäckigen Fällen der Kopfremanenz, wie sie nicht selten vorkommen, zieht man die gesamte Kopfbrücke oder auch nur die einzelnen Köpfe langsam mehrere Male durch eine mit 50-Hz-Wechselstrom gespeiste Luftdrossel. Auch hier ist die langsame Entfernung vom Wechselfeld wichtig. Dies ist die sicherste Methode des restlosen Entmagnetisierens, die deshalb auch im Studiobetrieb des Rundfunks angewendet wird. In gleicher Weise lassen sich natürlich auch Schraubenzieher, Scheren usw. entmagnetisieren.

Wird die Fehlersuche nach Rauschursachen in der dargestellten Weise systematisch durchgeführt und die Fehlerquellen gewissenhaft beseitigt, dann kann man bei geeigneter Dimensionierung der zugehörigen Verstärker und mechanischen Triebmittel ein Höchstmaß an Übertragungsgüte erwarten und die Dynamik dieses hochwertigen Aufzeichnungsverfahrens voll in Anspruch nehmen.

Beratungen des Fachausschusses Schaltzeichen der Londoner IEC-Tagung

Vom 28. Juni bis zum 9. Juli vergangenen Jahres fand in London die Jahrestagung der IEC (International Electrotechnical Commission) statt. Es waren 26 Länder vertreten, darunter auch die UdSSR, die CSR und Ungarn. Zur westdeutschen Delegation gehörten 50 Vertreter aus zahlreichen interessierten Kreisen. Der deutsche Wortführer beim Fachausschuß 3, Schaltzeichen, war der Obmann des FNE 108, Prof. W. H. Schönfeld.

Über die meisten Schaltzeichen konnte eine Einigung erzielt werden. Nur über die endgültige Festlegung der Schaltzeichen für Widerstände, Kapazitäten und Induktivitäten konnte man sich nicht einigen. So plädierten zum Beispiel die Vertreter der USA für Halbkreise[1]), die deutsche Delegation wollte das Vollrechteck eingeführt wissen, und die UdSSR, die CSR und andere mehr waren für die Zickzacklinie. Es wurde beschlossen, diese strittigen Schaltzeichen aus der ersten zu veröffentlichenden Liste herauszunehmen und zu einer besonderen Tafel zusammenzustellen, in der neben je einem bevorzugten Schaltzeichen noch ein (oder zwei) wahlweise zugelassene Schaltzeichen angegeben sind.

	bevorzugt	wahlweise
Widerstand, allgemein		*
Wirkwiderstand	R	
Scheinwiderstand	Z	
induktiver Widerstand		L
Wicklung		*
kapazitiver Widerstand		

*Auf gleichem Schaltplan nur in einer Bedeutung

Als bevorzugte Schaltzeichen sind, wie die Tafel zeigt, für (ohmsche) Widerstände Hohlrechtecke, für induktive Widerstände, Spulen und Wicklungen (unabhängig von der Frequenz) vier Halbkreise vorgesehen. Will man einen reinen Wirkwiderstand, also zum Beispiel einen induktionsfreien Meßwiderstand, besonders kennzeichnen, so wird in das Hohlrechteck ein R geschrieben, bei einem Scheinwiderstand ein Z.

Die Schraubenlinie ist als Schaltzeichen völlig verschwunden; sie wird nach den neuen Schaltzeichennormen überhaupt nicht mehr angewendet. Die Zickzacklinie ist als wahlweise zu verwendendes Alternativschaltzeichen zugelassen, und zwar in zweierlei Bedeutung: einmal als Zeichen für einen ohmschen Widerstand, ein andermal als Schaltzeichen für eine Wicklung. In dem gleichen Schaltbild darf die Zickzacklinie aber nur eine Bedeutung haben. Diese Lösung erscheint nicht als besonders glücklich und widerspricht einem Hauptgrundsatz der Schaltzeichennormung, wonach ein Schaltzeichen stets eindeutig definiert sein muß und nicht mehrdeutig sein darf. Auch das Vollrechteck ist nur als wahlweise zu verwendendes Alternativschaltzeichen für Wicklungen zugelassen. Auf Wunsch der USA wurde für Kapazitäten außer dem bei uns üblichen Zeichen noch das in den USA gebräuchliche Schaltzeichen für wahlweise Verwendung zugelassen.

Die in der Tafel aufgeführten Schaltzeichen sind noch nicht als endgültig zu betrachten, sondern stehen in den Ländern zunächst zur Diskussion; als Einspruchsfrist wurden sechs Monate vorgesehen. Es ist also damit zu rechnen, daß sie erst auf der nächsten IEC-Tagung, die in München vom 26. Juni bis zum 6. Juli dieses Jahres stattfinden soll, endgültig verabschiedet werden. *Kunze*

---

[1]) Die Bedeutung dieser Schaltzeichen wurde bereits in dem Beitrag „Schaltzeichen für Induktivitäten und Widerstände" in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 3 (1955) S. 86/88 ausführlich erläutert.

WERNER LÜBCKE

Erweiterung des direktanzeigenden Ohmmeters

Das in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 20 (1955) beschriebene direktanzeigende Ohmmeter ist in seinem Aufbau außerordentlich unkritisch und wird sich in Reparaturwerkstätten und beim Amateur einen weiten Anhängerkreis erobern. Beim Nachbau ist es jedoch möglich, das Gerät noch vielseitiger verwendbar zu gestalten. Da als Grundschaltung bereits ein Röhrenvoltmeter in Brückenschaltung mit Kompensationsröhre verwendet wird, kann sehr leicht eine Erweiterung zu einem vollständigen Röhrenvoltmeter vorgenommen werden. Wie das Schaltbild zeigt, ist durch die Einführung eines Umschalters in die Gitterleitung, sowie eine Erweiterung des Stufenschalters von 2×6 auf 3 bzw. 4×6 Kontakte der Ausbau sehr leicht möglich. Bei dem erforderlichen Eingangsspannungsteiler entstehen jedoch, sobald man von einem festen Eingangswiderstand ausgeht, sehr „krumme" Werte für die einzelnen Teilwiderstände. Diese Unbequemlichkeit kann leicht behoben werden, wenn man den umgekehrten Weg beschreitet.

Bei einem Spannungsteiler verhält sich der Gesamtwiderstand zu dem Teilwiderstand wie die Gesamtspannung zu der Teilspannung, also

$$\frac{R_e}{R_x} = \frac{U}{U_m}, \quad R_x = \frac{U_m}{U} \cdot R_e,$$

wenn R_e der Eingangswiderstand, U der Maximalwert des Spannungsmeßbereiches und U_m die erforderliche Gittermeßspannung ist.

Es seien nun U_1 der höchste, U_2 der vorhergehende Meßbereich, R_1 und R_2 die erforderlichen Gitterwiderstände. Damit man möglichst günstige Werte beim Aufbau des Spannungsteilers erhält, kann man festsetzen, daß die Differenz der Widerstände ganzzahlig, zum Beispiel 10 kΩ, sein soll. Es wird somit

$$\Delta R = R_2 - R_1 = U_m \cdot R_e \cdot \left(\frac{1}{U_2} - \frac{1}{U_1}\right),$$

oder

$$R_e = \frac{\Delta R \cdot U_1 \cdot U_2}{U_m \cdot (U_1 - U_2)}.$$

Setzt man $\Delta R = 10$ kΩ, und betragen U_m wie bei dem angegebenen Ohmmeter 0,5 V, $U_1 = 500$ V und $U_2 = 200$ V, so ergibt sich ein R_e von

$$R_e = \frac{10^4 \cdot 500 \cdot 200}{0{,}5 \cdot 300} = \frac{20}{3}\ \text{M}\Omega.$$

Berechnet man hiermit einen Spannungsteiler mit den Werten 2, 5, 20, 50, 200, 500 V, so ergeben sich folgende Werte:

$$R_e = \frac{20}{3}\ \text{M}\Omega$$

$$\Delta R = 5{,}0\ \text{M}\Omega$$

$$2\ \text{Volt}\ R = \frac{5}{3}\ \text{M}\Omega$$

$$\Delta R = 1{,}0\ \text{M}\Omega$$

$$5\ \text{Volt}\ R = \frac{2}{3}\ \text{M}\Omega$$

$$\Delta R = 0{,}5\ \text{M}\Omega$$

$$20\ \text{Volt}\ R = \frac{0{,}5}{3}\ \text{M}\Omega$$

$$\Delta R = 0{,}1\ \text{M}\Omega$$

$$50\ \text{Volt}\ R = \frac{0{,}2}{3}\ \text{M}\Omega$$

$$\Delta R = 0{,}05\ \text{M}\Omega$$

$$200\ \text{Volt}\ R = \frac{0{,}05}{3}\ \text{M}\Omega$$

$$\Delta R = 0{,}01\ \text{M}\Omega$$

$$500\ \text{Volt}\ R = \frac{0{,}02}{3}\ \text{M}\Omega.$$

Während die einzelnen Teilwiderstände alle gebräuchliche Größen besitzen, lassen sich die Werte für die Gitterwiderstände nach folgender Rechnung finden:

Es ist der resultierende Widerstand einer Parallelschaltung der Widerstände R_1 und R_2

$$R = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}.$$

Setzt man $R_2 = n \cdot R_1$, so ergibt sich

$$R = \frac{n}{n+1} \cdot R_1,$$

oder, da R_1 unbekannt und R der gegebene Widerstand ist,

$$R_1 = \frac{n+1}{n} \cdot R.$$

Durch Einsetzen der Werte 1, 2, 3, 4, ··· für n ergibt sich die Folge

$$\frac{2}{1};\ \frac{3}{2};\ \frac{4}{3};\ \frac{5}{4};\ \frac{6}{5};\ \ldots$$

Da in dem Schaltbild der letzte Gitterwiderstand die Größe $\frac{20}{3}$ kΩ besitzt, errechnen sich für R_1 die folgenden Werte:

13,3; 10,0; 8,89; 8,33; 8,0; ··· kΩ.

Geeignete Werte wären also 10 und 8 kΩ. Da zum ersten Wert n = 2, zum andern n = 5 gehört, ergeben sich folgende Parallelschaltungen für den resultierenden Widerstand $\frac{20}{3}$ kΩ:

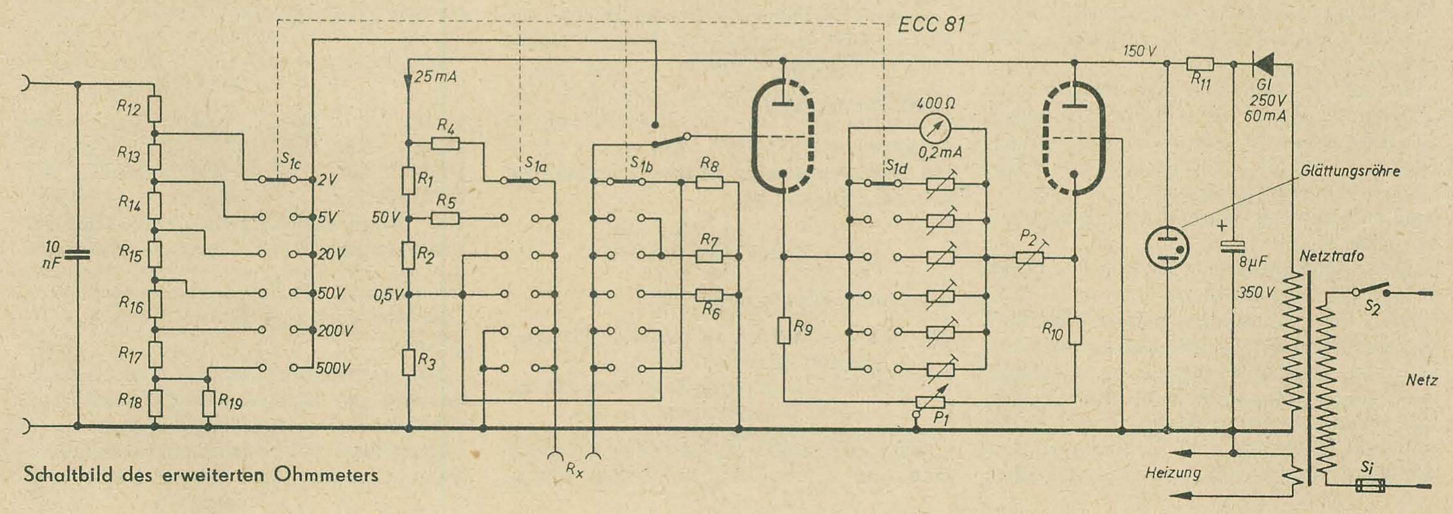
10 kΩ mit 20 kΩ und 8 kΩ mit 40 kΩ.

Wählt man Widerstände hoher Genauigkeit, so ist auch der resultierende Widerstand mit der entsprechenden Genauigkeit vorhanden.

Der Vorteil dieser beiden Methoden besteht darin, daß man mit gebräuchlichen Widerstandswerten auskommt und diese Werte auch in der geforderten Genauigkeit im Handel erhältlich sind.

Die vierte Schaltebene S_{1d} kann fortgelassen werden, wenn man engtolerierte Widerstände benutzt. Werden jedoch Gebrauchswiderstände mit der Genauigkeit von 5 ··· 10% verwendet, so ist es ratsam, die Widerstandswerte etwas zu erhöhen und mit den Nebenwiderständen bei den einzelnen Spannungsbereichen den Überstrom wegzushunten. Es eignen sich hierzu die kleinen Drahtentbrummer sehr gut.

Bei einem Nachbau ist auf beste Isolation und auf saubere, sorgfältige Verdrahtung zu achten. Als Schalter wird am besten ein keramischer Stufenschatler benutzt.



Schaltbild des erweiterten Ohmmeters

Dipl.-Ing. FRIEDRICH ISER

Berechnung von Ausgangsübertragern

Um die Ausgangsleistung eines Verstärkers auf den Verbraucher (Lautsprecher, Schneiddose, Motor und andere) zu übertragen und um den Abschlußwiderstand des Verstärkers dem Verbraucherwiderstand anzupassen, wird zwischen Verstärker und Verbraucher der Ausgangsübertrager geschaltet. Während ein Übertrager in Zwischenstufen meist die Aufgabe hat, eine Spannungstransformation vorzunehmen, muß der Ausgangsübertrager eine Spannungs- und Leistungsübertragung durchführen.

In der Tontechnik handelt es sich darum, ein Frequenzband von etwa 30 Hz bis 15000 Hz möglichst gleichmäßig zu übertragen. Dadurch werden besondere Anforderungen an den Übertrager gestellt:

1. Primärinduktivität möglichst groß,
2. Streufaktor möglichst klein.

Da man außerdem Verzerrungen vermeiden will, sind zwei weitere Forderungen zu erfüllen:

3. Wechselfelddichte $\mathfrak{B}$ klein,
4. großer Eisenquerschnitt.

Bei weitem einfacher liegen die Verhältnisse bei Verstärkern für motorische Antriebe. Diese werden meist mit 50 Hz (manchmal auch mit 500 Hz) betrieben und müssen daher nur diese eine Frequenz übertragen. Die Berechnung des Ausgangsübertragers wird dann nur für diese Frequenz durchgeführt; die Streuung kann vernachlässigt werden. Die wichtigste Forderung, die dabei zu erfüllen ist, heißt „optimale Leistungsübertragung". Dazu ist eine genaue Bestimmung des Arbeitspunktes im Kennlinienfeld und die Erreichung günstigster Anpassungsverhältnisse durch genaue Berechnung des Ausgangsübertragers erforderlich.

In allen Fällen sind die Forderungen der beiden Schaltungsarten, der Eintakt- und der Gegentaktschaltung, zu beachten. Bei der Eintaktschaltung muß der durch die Gleichstromvormagnetisierung bedingte Luftspalt vorgesehen werden, bei der Gegentaktschaltung ist er nicht unbedingt erforderlich; man sieht ihn aber auch vor, um Unsymmetrien im Betrieb zu vermeiden und damit die verschiedenen Anodenströme unschädlich zu machen.

Bezüglich der Blechschnitte ist zu sagen, daß der M-Schnitt für Ausgangsübertrager wegen seines einfachen Aufbaues bevorzugt wird. Es sind auch EI- und UI-Schnitte möglich; in der folgenden Berechnung wurden sie aber nicht berücksichtigt.

Der dargestellte Berechnungsgang bringt im Gegensatz zu den meist üblichen Rechenmethoden einen direkten Vergleich der für die Mindestinduktivität erforderlichen Windungszahlen, wodurch sich eine nochmalige Kontrollrechnung mit neuen Ausgangswerten erübrigt. Wird bei dem Vergleich der Windungszahlen der Mindestwert nicht erreicht, so genügt es, mit der auf der rechten Seite der Bedingungsgleichung stehenden Windungszahl weiter zu rechnen. Die Forderung der Mindestinduktivität wird damit erfüllt.

Berechnungsentwurf eines Ausgangsübertragers

Um einen Ausgangsübertrager zu berechnen, sind nachstehende Angaben erforderlich:

1. Schaltung der Endstufe (Eintakt oder Gegentakt);
2. Betriebsart bei Gegentaktschaltung (A-, B-, AB-Betrieb); Eintaktschaltung arbeitet immer im A-Betrieb;
3. Wechselstromausgangsleistung und der dementsprechende Röhrentyp (Auswahl nach den Röhrendatenblättern); den Röhrendatenblättern kann für die gewählte Endröhre der Außenwiderstand entnommen werden. Der günstigste Arbeitspunkt im I_a-U_a-Kennlinienfeld ist zu ermitteln.
4. Speise-(Batterie)-Spannung U_B, wenn der günstigste Arbeitspunkt ermittelt werden soll.
5. Abschlußwiderstand $\mathfrak{R}$ (= Wechselstromwiderstand des Verbrauchers, zum Beispiel Lautsprecher, Motor). Da der Arbeitswiderstand zunächst als Gerade angenommen wird, ist der Abschlußwiderstand als phasenrein anzusehen.

Zu Punkt 3: Liegen die I_a- U_a-Kennlinien nicht vor, so kann das idealisierte Kennlinienfeld aus den in den Datenblättern enthaltenen Betriebswerten der Röhre gezeichnet werden. Dazu genügen die Röhrengleichungen:

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} \text{ bei } U_a = \text{konst.},$$

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} \text{ bei } U_g = \text{konst.},$$

das heißt, wir zeichnen die I_a-U_g-Kennlinien bei verschiedenen Werten von U_a bzw. die I_a-U_a-Kennlinien bei verschiedenen Werten von U_g.

Die Leistungshyperbel ergibt sich aus der Formel $N_a = I_a \cdot U_a$ (N_a = Anodenverlustleistung der Röhre).

Berechnungsgang

Eisenkern

Der Eisenquerschnitt wird überschlägig nach der Gleichung

$$q_{Fe} = 21{,}5 \sqrt{\frac{N}{f_u}} \text{ in cm}^2 \qquad (1)$$

berechnet. Hierin bedeuten:

q_{Fe} = Eisenquerschnitt einschließlich Isolation in cm²,
N = die zu übertragende Leistung in W,
f_u = untere Grenzfrequenz in Hz.

Aus den Transformatorentabellen wählt man nun einen Kerntyp, dessen Eisenquerschnitt gleich oder größer ist, als der nach Gleichung (1) berechnete, wobei man als Blechsorte im allgemeinen Dynamoblech IV × 0,35 verwendet (Füllfaktor 0,95). Bei Eintaktschaltungen sieht man einen Luftspalt von meist 0,5 mm vor, der bei Gegentaktschaltungen nicht unbedingt erforderlich ist.

Für den gewählten Kerntyp entnimmt man der Transformatorentabelle folgende Kern- und Spulendaten:

q_{Fe} = Eisenquerschnitt einschließlich Isolation
l_e = Eisenweglänge
q_F = Fensterfläche
q_e = Wickelquerschnitt (nutzbar)
l_w = Wickelraumbreite (nutzbar)
h_w = Wickelraumhöhe (nutzbar)
l_m = mittlere Windungslänge
A_L = spezifische Induktivität (eventuell für die Kontrollrechnung zu verwenden).

Beträgt die untere Grenzfrequenz 50 Hz, so kommt man zu der vereinfachten Gleichung

$$q_{Fe} = 3\sqrt{N} \text{ in cm}^2. \qquad (1a)$$

Nach Wahl des Kerntyps kann die aus der Transformatorengleichung abgeleitete Formel

$$N = \frac{q_{Fe} \cdot q_F}{500} \cdot f \text{ in W} \qquad (2)$$

zur Kontrolle der zu übertragenden Leistung herangezogen werden. Für f_u = 50 Hz gilt dann:

$$N = \frac{q_{Fe} \cdot q_F}{10} \text{ in W.} \qquad (2a)$$

Primärwindungszahl

Die Primärwindungszahl wird von den Faktoren Primärspannung und -induktivität bestimmt.

Bei der Berechnung der Windungszahl geht man von der Primärspannung aus und erhält dann mit Hilfe der Transformatorengleichung,

$$U_{1eff} = 4{,}44 \cdot f \cdot w_1 \cdot \mathfrak{B} \cdot q_{Fe} \cdot 0{,}95 \cdot 10^{-8} \text{ in V},$$

für die Windungszahl

$$w_1 = \frac{U_{1eff} \cdot 10^8}{4{,}44 \cdot f \cdot \mathfrak{B} \cdot 0{,}95 \cdot q_{Fe}}.$$

Die Werte für q_{Fe} und $f = f_u$ sind bekannt. Für $\mathfrak{B}$ setzt man allgemein 4000 G ein. 0,95 ist der Füllfaktor für Dynamoblech IV. Lediglich U_{1eff} (die an der Primärwicklung liegende effektive Wechselspannung) ist noch zu ermitteln.

Bestimmung von U_{1eff} aus der günstigsten Lage des Arbeitspunktes und der Arbeitsgeraden

Die günstigste Lage des Arbeitspunktes und der Arbeitsgeraden kann man entweder aus dem I_a-U_a-Diagramm der Datenblätter oder aus einem idealisierten Kennlinienfeld (nach den Betriebsdaten

der Röhre) ermitteln. In beiden Fällen nimmt man eine bestimmte Aussteuerung der Röhre an.

Werden die in den Röhrenkennblättern angegebenen Werte benutzt, so gilt für den Außenwiderstand auch der dort angegebene Wert. Bei Pentoden ist annäherungsweise

$$U_B \triangleq \mathfrak{U}_a = R_a \cdot I_a.$$

R_a und I_a sind Betriebswerte aus den Datenblättern, $\mathfrak{U}_a$ ist die Spannungsamplitude, für die allgemein die Gleichung

$$\mathfrak{U}_a = \sqrt{2} \cdot U_{1eff} \text{ gilt.} \qquad (3)$$

Bestimmung von U_{1eff} aus der Ausgangsleistung und dem Außenwiderstand

Zur Berechnung gilt die Gleichung

$$U_{1eff} = \sqrt{N \cdot R_a}. \qquad (4)$$

Für die jeweiligen Betriebsarten gelten folgende Gleichungen:

Eintakt-A-Verstärker

$$\text{Primärspannung: } U_{1eff} = \frac{\mathfrak{U}_a}{\sqrt{2}} \qquad (5)$$

$$\text{Leistung: } N = \frac{\mathfrak{J}_a \cdot \mathfrak{U}_a}{2} \qquad (6)$$

Gegentakt-A-Verstärker

Primärspannung an der gesamten Wicklung:

$$U_{1eff} = 2\frac{\mathfrak{U}_a}{\sqrt{2}} \qquad (7)$$

Wechselstromleistung N mit der Wechselstromamplitude $\mathfrak{J}_a$:

$$N = 2\frac{\mathfrak{J}_a \cdot \mathfrak{U}_a}{2} = \mathfrak{J}_a \cdot \mathfrak{U}_a \qquad (8)$$

Gegentakt-B-Verstärker

Primärspannung:

$$U_{1eff} = 2\frac{\mathfrak{U}_a}{\sqrt{2}} \qquad (9)$$

Gesamte Leistung:

$$N = 2 \cdot 0{,}5\frac{\mathfrak{J}_a \cdot \mathfrak{U}_a}{2} = \frac{\mathfrak{J}_a \cdot \mathfrak{U}_a}{2} \qquad (10)$$

Hat man den Wert für U_{1eff} errechnet, so ergibt sich durch Einsetzen der konstanten Werte in die Gleichung für w_1:

$$w_1 = 6\frac{U_{1eff}}{q_{Fe} \cdot f} \cdot 10^3. \qquad (11)$$

Für $f_u = 50$ Hz ergibt sich dann:

$$w_1 = 120\frac{U_{1eff}}{q_{Fe}}. \qquad (12)$$

Mit w_1 ist die Primärinduktivität nach

$$L_1 = 12{,}56 \cdot w_1^2 \cdot \mu \sim \cdot \frac{q_{Fe}}{l_e} \cdot 0{,}95 \cdot 10^{-9}$$

zu berechnen ($\mu \sim$ = Wechselfeldpermeabilität).

Mit der spezifischen Induktivität A_L ergibt sich:

$$L_1 = A_L \cdot w_1^2.$$

Für die Übertragung einer bestimmten unteren Grenzfrequenz der als Generator wirkenden Röhre mit dem Innenwiderstand R_i ist mit dem bereits ermittelten Außenwiderstand R_a die Induktivität

$$L_ü = \frac{0{,}16 \cdot R_i \cdot R_a}{f_u (R_i + R_a)}$$

erforderlich, wobei immer $L_1 \geqq L_ü$ sein muß.

Berücksichtigt man den Primärverlustwiderstand r_1, so ergibt sich für

$$L_ü = \frac{0{,}16}{f_u} \cdot \frac{(R_i + r_1)(R_a - r_1)}{R_i + R_a}.$$

Kontrolle der Beziehung $L_1 \geqq L_ü$

Anstatt der Induktivitäten L_1 und $L_ü$ soll jetzt die Windungszahl direkt zum Vergleich herangezogen werden.

Aus den Gleichungen für L_1 und $L_ü$ ergibt sich:

$$k\sqrt{\frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} \cdot \frac{l_e}{q_{Fe}} \cdot \frac{1}{f}} = w_1'. \qquad (13)$$

Setzt man die spezifische Induktivität ein, erhält man für Gleichung (13):

$$k_1\sqrt{\frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} \cdot \frac{1}{A_L} \cdot \frac{1}{f}} = w_1'. \qquad (13a)$$

Die errechneten Werte w_1' sind die für die Anpassung erforderlichen Mindestwindungszahlen.

Vergleicht man den Wert für w_1 aus Gleichung (11) mit den Ergebnissen aus den Gleichungen (13) und (13a), so muß

$w_1 \geqq w_1'$ sein, das heißt,

$$w_1 \geqq k\sqrt{\frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} \cdot \frac{l_e}{q_{Fe}} \cdot \frac{1}{f}} \text{ bzw.} \qquad (14)$$

$$w_1 \geqq k_1\sqrt{\frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} \cdot \frac{1}{A_L} \cdot \frac{1}{f}}, \qquad (14a)$$

womit man gleichzeitig L_1 und $L_ü$ kontrolliert hat.

Sind die Bedingungen der Gleichungen (14) bzw. (14a) nicht erfüllt, so muß die Windungszahl auf den Wert w_1' der Gleichung (13) bzw. (13a) erhöht werden. Verwendet man diese Gleichungen, ist bei Gegentaktschaltungen die für die Anpassungsbedingungen auftretende gesamte Induktivität zu berücksichtigen. Bei A-Betrieb ist es deshalb erforderlich, unter der Wurzel noch den Faktor 2 und bei B-Betrieb den Faktor 4 einzusetzen.

Ob der Platz für die Windungszahl ausreicht, kann man durch die Kontrollrechnung beim Wickelraum überprüfen.

Für Ausgangsübertrager ohne Luftspalt (Gegentaktübertrager) ist k = 50. Diesem Wert ist eine Induktion von $\mathfrak{B} = 4000$ G zugrunde gelegt, woraus sich für Dynamoblech IV eine Wechselfeldpermeabilität von $\mu\sim = 6000$ ergibt. Dieser Wert ist in der Gleichung (13) berücksichtigt.

Da für die Eintaktschaltungen infolge der Gleichstromvormagnetisierung ein Luftspalt erforderlich ist, muß die dadurch bedingte Induktivitätsverminderung entsprechend berücksichtigt werden. Sie beträgt ein Drittel bis ein Fünftel, im Mittel ein Viertel. Außerdem ist in diesem Falle die Induktion auf 2000 G herabzusetzen, um die durch den Gleichstrom erfolgte zusätzliche Magnetisierung des Eisens zu berücksichtigen. Das bedeutet, daß die Windungszahl nach den Gleichungen (11) oder (12) auf das Doppelte zu erhöhen ist. Wenn man außerdem kleine Wechselstromamplituden annimmt, so wird für $\mu\sim = 700$ eingesetzt. Legen wir diesen Wert in der Gleichung (13) zugrunde und beachten die oben angeführte Induktivitätsverminderung, so wird k = 240 bis 300, im Mittel: k = 270. In Gleichung (14) ist also 2 w_1 statt w_1 und das entsprechende k einzusetzen.

Ist ein Übertrager (mit oder ohne Luftspalt) vorhanden, läßt sich der A_L-Wert durch eine einfache Stromspannungsmessung mit Hilfe der Formeln

$$\omega L = \frac{U}{I} \text{ und } A_L = \frac{L}{w^2}$$

ermitteln (w = Windungszahl der gemessenen Transformatorwicklung). Eine gleichzeitige Gleichstromvormagnetisierung berücksichtigt die entstehende Induktivitätsverminderung.

Die Kontrolle der Bedingung $L_1 \geqq L_ü$ erfolgt in der gleichen Weise, wie bereits vorher beschrieben [Gleichung (14a)].

Für k_1 beträgt der Wert für Übertrager
ohne Luftspalt 0,4,
mit Luftspalt 0,6 bis 1,0 (Grenzwerte)
mit Luftspalt 0,8 (im Mittel).

Mit Berücksichtigung des Verlustwiderstandes r_1 erhält man aus der Gleichung (13)

$$w_1' = k\sqrt{\frac{(R_i + r_1)(R_a - r_1)}{R_i + R_a} \cdot \frac{l_e}{q_{Fe}} \cdot \frac{1}{f}}, \qquad (15)$$

aus Gleichung (13a)

$$w_1' = k_1\sqrt{\frac{(R_i + r_1)(R_a - R_1)}{R_i + R_a} \cdot \frac{1}{A_L} \cdot \frac{1}{f}}, \qquad (15a)$$

aus Gleichung (14)

$$w_1 \geqq k\sqrt{\frac{(R_i + r_1)(R_a - r_1)}{R_i + R_a} \cdot \frac{l_e}{q_{Fe}} \cdot \frac{1}{f}} \qquad (16)$$

und aus Gleichung (14a)

$$w_1 \geqq k_1\sqrt{\frac{(R_i + r_1)(R_a - r_1)}{R_i + R_a} \cdot \frac{1}{A_L} \cdot \frac{1}{f}}. \qquad (16a)$$

Drahtstärke

Unter der Voraussetzung eines Füllfaktors von 50% und der Aufteilung des Wickelraumes auf die Hälfte für die Primär- und Sekundärwicklung gilt für die Drahtstärke (primär) die Gleichung

$$d_1 = 5{,}6\sqrt{\frac{q_F}{w_1}} \text{ in mm,} \qquad (17)$$

wobei q_F in cm^2 einzusetzen ist (Stromdichte = 0,5 A/mm^2).

Übersetzungsverhältnis

Je nach der Schaltung und der Betriebsart unterscheidet man drei Arten von Übertragern.

Eintaktübertrager

Allgemein gilt:

$$ü = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_a}{R_b}}. \qquad (18)$$

(R_b = Belastungswiderstand wie Lautsprecher, Motor usw.).

Berücksichtigt man die Wicklungswiderstände r_1 und r_2 (primär und sekundär), so ergibt sich:

$$ü = \sqrt{\frac{R_a - r_1}{R_b + r_2}}. \qquad (18a)$$

Da die Wicklungswiderstände noch nicht bekannt sind, wird vorläufig für den Außenwiderstand der Wert 0,75 R_a eingesetzt.

Gegentaktübertrager, A-Betrieb

In diesem Fall lautet die Gleichung für das Übersetzungsverhältnis

$$ü = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{2\,R_a}{R_b}} \qquad (19)$$

und beim Berücksichtigen von r_1 und r_2

$$ü = \sqrt{\frac{2\left(R_a - \frac{r_1}{2}\right)}{R_b + r_2}} \qquad (19a)$$

Gegentaktübertrager, B-Betrieb

Das Übersetzungsverhältnis errechnet man hier nach

$$ü = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{4\,R_a}{R_b}}. \qquad (20)$$

Berücksichtigt man r_1 und r_2, wird

$$ü = \sqrt{\frac{4\left(R_a - \frac{r_1}{2}\right)}{R_b + r_2}}. \qquad (20a)$$

Sekundäre Windungszahl w_2

Die sekundäre Windungszahl errechnet sich aus dem Übersetzungsverhältnis.

$$w_2 = \frac{w_1'}{ü} \qquad (21)$$

Sekundäre Drahtstärke

Um die sekundäre Drahtstärke zu berechnen, muß in die Gleichung (17) anstatt w_1 jetzt w_2 eingesetzt werden, so daß sich für

$$d_2 = 5{,}6\sqrt{\frac{q_F}{w_2}} \text{ in mm ergibt.} \qquad (22)$$

Kontrolle des Wickelraumes durch Berechnung der Wickelhöhe h

Die Wicklungshöhe h_1 der Primärwicklung ergibt sich zu

$$h_1 = \frac{w_1}{l_w} \cdot d_{1\,max}^2 \qquad (23)$$

(d_{1max} = Drahtdurchmesser einschließlich der Isolation).

Die Wicklungshöhe der Sekundärwicklung h_2 errechnet sich aus

$$h_2 = \frac{w_2}{l_w} \cdot d_{2\,max}^2, \qquad (24)$$

worin d_{2max} wiederum den Drahtdurchmesser einschließlich der Isolation bedeutet.

Hat man die Werte für h_1 und h_2 ermittelt, muß die Bedingungsgleichung

$$h_1 + h_2 \leqq h_{eff} \qquad (25)$$

erfüllt sein.

Für die Isolation ist genügend Platz vorzusehen. Dabei gilt das gleiche wie bei der Berechnung von Netztransformatoren. Der Drahtdurchmesser soll nicht kleiner als 0,07 mm sein.

Streufaktor (obere Grenzfrequenz)

Bei der Berechnung des Streufaktors, der vorwiegend für die obere Grenzfrequenz maßgebend ist, wird die Gleichung

$$f_0 = \frac{0{,}16}{\sigma\,L_1}(R_i + R_a) \text{ zugrunde gelegt.}$$

Um nun f_0 zu berechnen, wird L_1 in diese Gleichung eingesetzt. Daraus ergibt sich

$$f_0 = \sigma' \frac{R_i + R_a}{w_1^2} \cdot \frac{l_e}{q_{Fe}} \cdot 10^4 \qquad (26)$$

(in σ' sind mehrere Konstanten zusammengefaßt).

Die gebräuchlichsten Werte für σ und σ' sind:

Zylinderwicklung:		Scheibenwicklung:	
σ	σ'	σ	σ'
0,02	97	0,005	386
0,03	62	0,001	1930

Berechnungsbeispiele

Endstufe mit 6 AC 7

Gegeben sind: $N = 0{,}7$ W; $I_a = 10$ mA; $U_a = 250$ V; $R_i = 750$ kΩ; $f = 30$ Hz; $R_L = 10$ Ω.

1. Eisenkern

Nach der Gleichung (1) ergibt sich der Eisenquerschnitt zu

$$q_{Fe} = 21{,}5\sqrt{\frac{N}{f_u}} = 21{,}5\sqrt{\frac{0{,}7}{30}} = 3{,}28 \text{ cm}^2.$$

Gewählt wird der Kerntyp M 55 mit einem Luftspalt von 0,5 mm.

2. Primärwindungszahl

Aus Gleichung (11),

$$w_1 = 6\,\frac{U_{1eff}}{q_{Fe} \cdot f} \cdot 10^3,$$

errechnet sich die Windungszahl.

$$w_1 = 6\,\frac{U_{1eff}}{3{,}4 \cdot 30} \cdot 10^3.$$

Bei Pentoden gilt: $U_a \approx I_a \cdot R_a$. Zur Berechnung von U_{1eff} gilt die Gleichung (4):

$$U_{1eff} = \sqrt{N \cdot R_a}$$

$$R_a = \frac{250}{0{,}01} = 25 \text{ k}\Omega$$

$$U_{1eff} = \sqrt{0{,}7 \cdot 25\,000} = 132 \text{ V}.$$

In die obere Gleichung eingesetzt ergibt sich für

$$w_1 = 6\,\frac{132}{3{,}4 \cdot 30} \cdot 10^3 \approx 7850 \text{ Wdg.}$$

Da es sich um eine Eintaktschaltung handelt, also ein Luftspalt vorhanden sein muß, ist die Windungszahl zu verdoppeln.

$$w_1' = 2\,w_1 = 15\,700 \text{ Wdg.}$$

3. Kontrolle der Bedingung $L_1 \geqq L_ü$

Gleichung (14) ergibt:

$$w_1 \geqq k\sqrt{\frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} \cdot \frac{l_e}{q_{Fe}} \cdot \frac{1}{f}}$$

$$15\,700 \geqq 270\sqrt{\frac{750 \cdot 25}{775} \cdot 10^3 \cdot \frac{13}{3{,}4} \cdot \frac{1}{30}}$$

$$15\,700 > 15\,000.$$

Damit ist die Bedingung $L_1 \geqq L_ü$ erfüllt.

4. Drahtstärke

Die Drahtstärke wird nach Gleichung (17):

$$d_1 = 5{,}6\sqrt{\frac{q_F}{w_1}} \text{ in mm}$$

$$= 5{,}6\sqrt{\frac{2{,}10}{15\,700}} \approx 0{,}064 \text{ mm.}$$

Gewählt wird ein Drahtdurchmesser von 0,07 mm.

5. Übersetzungsverhältnis

Aus der Gleichung (18),

$$ü = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_a}{R_b}},$$

ergibt sich ein Übersetzungsverhältnis von

$$ü = \sqrt{\frac{25\,000 \cdot 0{,}75}{10}} = \sqrt{1770} \approx 43.$$

6. Sekundäre Windungszahl

Hier liegt Gleichung (21) zugrunde.

$$w_2 = \frac{w_1}{ü} = \frac{15\,700}{43} = 390 \text{ Wdg.}$$

7. Sekundäre Drahtstärke

Mit Gleichung (22) läßt sich die sekundäre Drahtstärke ermitteln.

$$d_2 = 5{,}6\sqrt{\frac{q_F}{w_2}} \text{ in mm}$$

$$= 5{,}6\sqrt{\frac{2{,}10}{390}} = 0{,}42 \text{ mm.}$$

8. Wickelraumkontrolle

Nach der Gleichung (23) wird nun die Wicklungshöhe h_1 der Primärwicklung errechnet,

$$h_1 = \frac{w_1}{l_w} \cdot d_{1\,max}^2$$

$$= \frac{15\,700}{30{,}5} \cdot 0{,}092^2 = 4{,}5 \text{ mm},$$

die der Sekundärwicklung nach Gleichung (24).

$$h_2 = \frac{w_2}{l_w} \cdot d_{2\,max}^2$$

$$= \frac{390}{30{,}5} \cdot 0{,}47^2 = 2{,}7 \text{ mm}.$$

Jetzt erfolgt die Kontrolle durch die Bedingungsgleichung (25).

$$h_1 + h_2 \leqq h_{eff}$$

$$7{,}2 < 7{,}5.$$

Berücksichtigt man die Isolation, ist der Wickelraum zu klein, und man muß einen größeren Kerntyp wählen, in diesem Fall den Typ M 65.

Damit ergibt sich die Windungszahl w_1 zu

$$w_1 = 6 \cdot \frac{132}{5{,}4 \cdot 30} \cdot 10^3 = 4900 \text{ Wdg.}$$

Da ein Luftspalt vorhanden ist, 9800 Wdg.

Nach Gleichung (14) muß

$$9800 \geqq 200\sqrt{\frac{750 \cdot 25}{775} \cdot 10^3 \cdot \frac{15{,}4}{5{,}4} \cdot \frac{1}{30}}$$

sein.

Das Ergebnis zeigt, daß diese Bedingung nicht erfüllt ist.

$$9800 \geqq 13\,000.$$

Deshalb ist die Windungszahl auf 13000 zu erhöhen.

Weiterhin ergibt sich für

$$d_1 = 5{,}6\sqrt{\frac{3{,}05}{13\,000}}$$

$$= 0{,}086 \text{ mm, gewählt } 0{,}09 \text{ mm};$$

$$w_2 = \frac{1300}{43} = 300 \text{ Wdg.};$$

$$d_2 = 5{,}6\sqrt{\frac{3{,}05}{300}} = 0{,}6 \text{ mm}.$$

Für die primäre und sekundäre Wicklungshöhe ergeben sich:

$$h_1 = \frac{13\,000}{34} \cdot 0{,}113^2 = 4{,}9 \text{ mm};$$

$$h_2 = \frac{300}{34} \cdot 0{,}659^2 = 3{,}5 \text{ mm}.$$

Die Bedingungsgleichung

$h_1 + h_2 \leqq h_{eff}$, das heißt,

$$8{,}4 < 9,$$

ist damit erfüllt, und der Wickelraum reicht aus.

Endstufe in Gegentaktschaltung mit 2 × EL 12 spez. in B-Betrieb

Gegeben: $f_u = 50$ Hz; Belastungswiderstand $R_b = 10\,\Omega$; aus den Röhrendatenblättern: Außenwiderstand von Anode zu Anode $R_{aa} = 5$ kΩ; Anodenstrom je Röhre $I_a = 72$ mA; gesamte Leistung $N = 35$ W; Innenwiderstand der Röhre $R_i = 50$ kΩ.

1. Eisenkern

Mit Hilfe der Gleichung (1a),

$q_{Fe} = 3\sqrt{N}$ in cm² ergibt sich:

$$q_{Fe} = 3\sqrt{35} = 17{,}8 \text{ cm}^2.$$

Gewählt wird der Typ M 102 b, ohne Luftspalt, mit den Werten:

$q_{Fe} = 18$ cm², $l_w = 57$ mm,
$h_w = 12$ mm, $q_e = 6{,}85$ cm²,
$l_e = 23{,}8$ cm.

2. Primärwindungszahl

Die Primärwindungszahl errechnet sich aus der Gleichung (12), wobei die Primärspannung $U_{1\,eff}$ entweder rechnerisch nach Gleichung (4) oder grafisch aus der Kennlinie zu bestimmen ist. R_a ist bei Gegentaktschaltungen R_{aa}, N die gesamte Leistung. Bei B-Betrieb ist $R_{aa} = 4\,R_a$, bei A-Betrieb $2\,R_a$, wobei R_a immer für die einzelne Röhre gilt.

$$U_{1\,eff} = \sqrt{N \cdot R_a}$$

$$= \sqrt{35 \cdot 5000} \approx 418 \text{ V}$$

$$w_1 = 120 \cdot \frac{U_{1\,eff}}{q_{Fe}}$$

$$= 120 \cdot \frac{418}{18} = 2800 \text{ Wdg.}$$

3. Kontrolle der Anpassungsbedingung $L_1 \geqq L_ü$

Hier muß die Bedingung der Gleichung (14) erfüllt sein. Bei A-Betrieb wird der Ausdruck unter der Wurzel mit 2, bei B-Betrieb mit 4 multipliziert.

$$w_1 \geqq k\sqrt{4\,\frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} \cdot \frac{l_e}{f} \cdot \frac{1}{f}}$$

$$2800 \geqq 50\sqrt{4\,\frac{50 \cdot 1{,}25}{51{,}25} \cdot 10^3 \cdot \frac{23{,}8}{18} \cdot \frac{1}{50}}$$

$$2800 > 560.$$

Die Bedingung $L_1 \geqq L_ü$ ist erfüllt.

4. Drahtstärke

Nach Gleichung (17) ergibt sich eine Drahtstärke von

$$d_1 = 5{,}6\sqrt{\frac{q_F}{w_1}}$$

$$= 5{,}6\sqrt{\frac{6{,}85}{2800}} = 0{,}27 \text{ mm}.$$

5. Übersetzung

In diesem Fall muß die Gleichung (20) verwendet werden.

$$ü = \sqrt{\frac{4\,R_a}{R_b}}$$

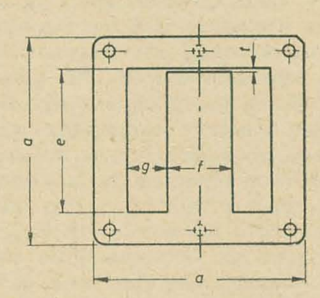
$$= \sqrt{\frac{5000 \cdot 0{,}75}{10}} \approx 20.$$

6. Sekundäre Windungszahl

Aus Gleichung (21),

$$w_2 = \frac{w_1}{ü} = \frac{2800}{20},$$

ergeben sich 140 Wdg.



Skizze für Mantelschnitte M 42 bis M 102 b. Für M 42 gelten die gestrichelt gezeichneten Bohrungen

7. Sekundäre Drahtstärke

Mit der Gleichung (22) errechnet man jetzt die sekundäre Drahtstärke.

$$d_2 = 5{,}6\sqrt{\frac{q_F}{w_2}}$$

$$= 5{,}6\sqrt{\frac{6{,}80}{140}} = 1{,}2 \text{ mm}.$$

8. Wickelraumkontrolle

Es muß wieder die Bedingungsgleichung (25),

$h_1 + h_2 \leqq h_{eff}$, erfüllt sein.

$$h_1 = \frac{w_1}{l_w} \cdot d_{1\,max}^2$$

$$= \frac{2800}{57} \cdot 0{,}295^2 = 4{,}6 \text{ mm}$$

$$h_2 = \frac{w_2}{l_w} \cdot d_{2\,max}^2$$

$$= \frac{140}{57} \cdot 1{,}26^2 = 4{,}1 \text{ mm}$$

$$h_{eff} = 12 \text{ mm}$$

$$4{,}6 + 4{,}1 \leqq 12$$

$$8{,}7 < 12$$

Da die Bedingungsgleichung (25) erfüllt ist, reicht auch der Wickelraum aus.

Literatur:

H. Pitsch, Hilfsbuch für die Funktechnik, 1953

Über Transformatoren- und Drosselberechnungen veröffentlichten wir bereits in unserer Zeitschrift einige Beiträge.

So zum Beispiel in DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Heft 3 (1954) von Werner Taeger die Arbeit über „Ausgangsübertrager", ferner in RADIO UND FERNSEHEN Heft 8 (1954) den Beitrag „Die Vorausberechnung von Drosselspulen". Vom selben Verfasser erschien in RADIO UND FERNSEHEN Heft 5 (1955) der Artikel „Die Berechnung von Niederfrequenzübertragern".

Eine Veröffentlichung, die sich mit der Berechnung von Netztransformatoren befaßt, erschien in RADIO UND FERNSEHEN Heft 24 (1955) unter dem Titel „Berechnung von Netztransformatoren — ganz einfach".

Daten von Ausgangsübertragern mit M-Schnitt

		M 42	M 55	M 65	M 74	M 85	M 102a	M 102b
1	Kerndaten nach DIN 41302	M 42	M 55	M 65	M 74	M 85	M 102a	M 102b
2	Bezeichnung nach S. & H.	Röh.tr.1	2	3	4	5	6	7
3	Bezeichnung nach AEG	K.tr.1	2	3	4	5	6	7
4	lt. Skizze a cm	4,2	5,5	6,5	7,4	8,5	10,2	
	e cm	3,0	3,8	4,5	5,1	5,6	6,8	
	f cm	1,2	1,7	2	2,3	2,9	3,4	
	g cm	0,9	1,05	1,25	1,4	1,35	1,7	
	Schichthöhe h cm	1,5	2	2,7	3,2	3,5	3,5; 5,2	
5	Eisenquerschnitt einschl. Isolation q_{Fe} cm_2	1,8	3,4	5,4	7,4	9,4	12	18
6	Eisenweglänge l_e cm	10,2	13	15,4	17,2	19,7	23,8	23,8
7	Fensterfläche q_F cm²	2,7	4	5,4	6,9	7,5	11,5	11,5
8	Wickelquerschnitt q_e (nutzbar)							
	Enden einseitig cm²	1,4	2,25	3,05	4,4	4.6	6,85	6,85
	Enden zweiseitig cm²	1,25	2,1	2,9	4,2	4,4	6,5	6,5
9	Wickelraumbreite l_w (nutzbar)							
	Enden einseitig cm	2,3	3,05	3,4	4	4,6	5,7	5,7
	Enden zweiseitig cm	2,1	2,85	3,2	3,8	4,4	5,4	5,4
10	Wickelraumhöhe h_w nutzbar cm	0,6	0,75	0,9	1,1	1	1,2	1,2
11	mittlere Windungslänge l_m cm	0,92	1,2	1,44	1,65	1,7	1,98	2,32
12	spezifische Induktivität A_L-Wert — L/w^2							
	Dyn.Bl. III $\mu_{20} = 350 \times 10^{-6}$ H	0,65	0,98	1,3	1,6	1,8	1,85	2,8
	Dyn.Bl. IV $\mu_{20} = 700 \times 10^{-6}$ H	1,45	2,15	2,9	3,55	4	4,2	6,3

Neues vom Fernsehen aus aller Welt

Übertragung von Fernsehprogrammen über weite Entfernungen

In Zusammenarbeit zwischen den Bell Telephone Laboratories und dem Mass. Inst. of Technology wurden Versuche durchgeführt, die Reichweite der bisherigen Fernsehrelaislinien zu vergrößern. Bisher war der Abstand der einzelnen Relaisstationen etwa 30 Meilen (48,270 km). Vor kurzem war man noch der Meinung, daß eine Übertragung der Dezimeterwellen nur bis zum Horizont möglich wäre, und wer vor einigen Jahren behauptet hätte, man könne auf UKW etwa 10 bis 20 Sender empfangen, wäre ausgelacht worden. Doch heute zweifelt niemand mehr daran, daß die Reichweiten ständig vergrößert werden. Während der Versuchsreihen mit transkontinentalen Relaisstrecken traten Störungen durch weit entfernt liegende Stationen auf, die registriert wurden. Es ergab sich, daß bei Sendern großer Leistung auch hinter dem Horizont noch beträchtliche Feldstärken auftreten können und zwar nicht nur sporadisch, wie man bisher annahm, sondern andauernd. Um größere Entfernungen zu überbrücken, kam man zu dem Schluß, daß es der einfachste Weg sei, die Senderleistung zu erhöhen und eine größere Antenne zu verwenden. Bei den Versuchen wurden 10-kW-Sender mit Antennen von 60 Fuß (18,30 m) Durchmesser verwendet. Das bedeutet gegenüber üblichen Geräten eine Leistungserhöhung auf das 20000fache und eine dreißigmal größere Antennenfläche. Als Wellenlänge wurden etwa 30 bis 60 cm verwendet, da hierfür geeignete Geräte zur Verfügung standen. Es ist zu erwarten, daß aus diesen Versuchen praktische Anwendungen für Langstrecken-DM-Relaislinien folgen.

(„Radio and Telev. News" Juni 1955)

Neue Fernsehüberreichweiten

Der Empfang von Fernsehsendungen, über große Entfernungen, wird im allgemeinen durch Zufall erzielt. Doch nach den neuesten Berichten kann dieser Zufall recht beständig werden. In der südschwedischen Stadt Skillingaryd wurde von Fernsehamateuren am 1. Juni 1954 eine Fernsehsendung aus der Sowjetunion einwandfrei empfangen. Als Gerät wurde ein deutscher 625-Zeilen-Empfänger, mit einer 17-Zollröhre bestückt, verwendet. Als Antenne diente lediglich ein normaler Dipol. Mit verbessertem Antennensystem wurden später Sendungen aus Italien, der Schweiz, der Sowjetunion, der CSR, Deutschland, Dänemark und Holland aufgenommen. In den Kanälen 2 und 3 (48 und 55 MHz) wurde mit einer einfachen Antenne guter Empfang erzielt. Für Kanal 4 (62 MHz) wurde eine 8-Element-Antenne verwendet. Die Antennen befanden sich jeweils etwa 30 m über dem Erdboden und waren drehbar. Durch längere Versuche ermittelten die schwedischen Amateure, daß der Fernsehweitempfang während der warmen Jahreszeiten sehr schwach ist. Als günstigste Zeiten für Fernempfang erwiesen sich die Perioden starker Barometerschwankungen. Die sowjetischen und italienischen Sender fielen allgemein am stärksten ein. Ein besonders günstiger Tag war der 22. Mai 1955. Es wurde ein Programm aus Italien mit Ortssendergüte empfangen. Erwähnenswert wäre noch, daß auch britische Stationen empfangen wurden, die jedoch auf Grund der abweichenden Zeilennorm kein Bild ergaben.

(„Wireless World" Oktober 1955)

● **In Großbritannien** wurden im Oktober zwei neue Fernsehsender in Betrieb genommen. Beide arbeiten im Kanal 4 (61,75 MHz). Die Sender befinden sich in Les Platons (Jersey) mit 1 kW Sendeleistung und in Meldrum (bei Aberdeen) mit 12 kW Sendeleistung. Sie verwenden horizontale Polarisation.

(„Wireless World" November 1955)

● **In Australien** soll in Kürze der Fernsehbetrieb mit vorerst zwei Sendern aufgenommen werden. Jede Station wird einen 18-kW-Bildsender und 4-kW-Tonsender erhalten. Es sollen 625 Zeilen benutzt werden. Die Empfänger werden zehn 7-MHz-Kanäle (zwischen 49 und 216 MHz) erhalten. Außerdem soll die Möglichkeit vorgesehen werden, daß die Empfänger auch auf dem UHF-Band (500 bis 855 MHz) arbeiten können.

(„Wireless World" Oktober 1955)

● **In Swerdlowsk (UdSSR)** ist der erste Bauabschnitt des dort entstehenden Fernsehzentrums fertiggestellt worden. Der Bau einer neuen Zwischenstation wurde in Wladimir abgeschlossen. Weitere neue Fernsehzentren werden im Moskauer Kohlenbecken, in Kuibyschew und Nowosibirsk und in den nächsten zwei Jahren auch in Kasachstan und Karaganda geschaffen werden.

● **In Divis bei Belfast (Nordirland)** nahm jetzt ein BBC-Fernsehsender den Betrieb auf. Er versorgt Nordirland und Teile von Nordwestengland, Südwestschottland sowie Teile des irischen Freistaates. Da Irland selbst zur Zeit kein Fernsehen finanzieren kann, hofft man in England, jetzt Fernsehempfänger in Irland absetzen zu können.

(„Wireless World" September 1955)

● **Etwa 10000 Fernsehempfänger** sollen aus England in Uruguay eingeführt werden. Ein Fernsehsender wird demnächst in Betrieb genommen.

(„Wireless World" September 1955)

● **Versuchssendungen mit farbigem Fernsehen** begannen am 10. Oktober 1955 in London. Das Programm wird vom Alexandra Palace ausgestrahlt. Für die derzeitigen Versuche wird das entsprechende auf die britische Norm umgestellte amerikanische N.T.S.C.-System verwendet. Später sollen auch Versuche mit anderen Systemen gemacht werden. Die Farbfernsehsendungen werden außerhalb der üblichen Sendezeiten durchgeführt, damit Vergleiche mit dem Schwarz-Weiß-Fernsehen angestellt werden können.

(„Wireless World" November 1955)

● **In Moskau** wird zur Zeit mit dem Bau eines neuen großen Fernsehzentrums begonnen. Im Südwesten der Stadt entsteht ein Fernsehturm von über 300 m Höhe, an dessen Fuß 11 Studios und sonstige Betriebsgebäude errichtet werden. Bereits im nächsten Jahr wird man in Moskau zwei Schwarz-Weiß- und ein Farbfernsehprogramm empfangen können. Außer den üblichen Studioeinrichtungen werden moderne Übertragungswagen und eine umfangreiche Filmabteilung zu diesem Fernsehzentrum gehören.

● **Die Farbfernsehvorführungen** auf der kanadischen Nationalausstellung 1955 sind anscheinend nicht so glänzend ausgefallen, wie man sich das erhofft hatte. Häufig wurden Farbverschiebungen beobachtet, also zum Beispiel grüne statt rosa Gesichter, was auf ungenügende Exaktheit der Strahlablenkung in den Empfängern zurückzuführen ist. Allerdings sind die geometrischen Bildverzerrungen wegen der im Vergleich zum Schwarz-Weiß-Gerät wesentlich lineareren Ablenkstufen viel geringer. Der Berichterstatter weist aber darauf hin, daß es sich hier um Geräte handelte, die noch nicht aus der Serienproduktion stammten.

(„radio mentor" Heft 11/1955)

● **Fernsehteleskope** sind die neueste Anwendungsmöglichkeit der modernen Bildaufnahmeröhren. Bei astronomischen Aufnahmen ist es wegen der Brechung und Streuung des Lichtes in der Atmosphäre wichtig, die Belichtungszeiten zu verkürzen. Durch das „Zwischenschalten" einer neuentwickelten Ortikonröhre, die vergleichsweise einen besseren Wirkungsgrad hat als das Auge oder die Fotoplatte bei direkter Belichtung, ist es gelungen, mit Belichtungszeiten von Bruchteilen von Sekunden bessere Aufnahmen als mit der bisherigen direkten Methode herzustellen.

(„radio mentor" Heft 12/1955)

H. BAHNERT und W. GÜNTHER

Empfindlichkeitsmessungen an Fernsehempfängern

Mitteilung aus dem VEB Sachsenwerk Radeberg

In den Angaben der technischen Daten von Fernsehempfängern verschiedener Hersteller begegnet man häufig sehr unterschiedlichen Werten. Daraus ergibt sich also die Frage, ob diese Unterschiede tatsächlich bestehen und damit eine verschiedene Einschätzung rechtfertigen oder ob zum Beispiel die Art der Ermittlung der Kennwerte unterschiedlich ist.

Am Beispiel der Empfindlichkeitsangaben von Fernsehempfängern soll gezeigt werden, daß hier besonders eine eindeutige Festlegung der Meßmethoden Voraussetzung für einen gerechten Vergleich ist. Zu diesem Zwecke werden die einzelnen Meßmöglichkeiten behandelt und nebeneinander betrachtet. Es bestehen prinzipiell verschiedene, örtlich auch unterschiedlich angewendete Methoden, so daß man von vornherein gar nicht mit gleichen und vergleichbaren Ergebnissen rechnen kann. Daher gehen auch die Normungsbestrebungen dahin, ein einheitliches System zu schaffen, das den Unterschieden der Normen der Fernsehübertragung Rechnung trägt und dabei eine eindeutige Bewertung und einen Vergleich zuläßt. Diese zwischenstaatliche Gemeinschaftsarbeit ist für Amerika und Westeuropa in den Empfehlungen des IEC, die einleitend besprochen werden sollen, in großem Umfange angelaufen. Darüber hinaus wird die in Westdeutschland übliche Definition der Empfindlichkeit diskutiert und im dritten Teil die für die Deutsche Demokratische Republik vorzuschlagende einheitliche Meßmethode erläutert. Die Klarstellung der Meßmethoden wird durch praktische Ergebnisse an handelsüblichen Fernsehempfängern der Deutschen Demokratischen Republik ergänzt. Allgemein sind bei den Ausführungen die Bildempfindlichkeit und die Tonempfindlichkeit getrennt zu betrachten. Hierbei wird auf verschiedene Eigenheiten der Eingangsstufen eingegangen, der Einfluß der Röhren und der Bereichsschalter herausgeschält und durch praktische Meßergebnisse nachgewiesen. Der Begriff der Empfindlichkeit wird hierbei noch in „Gesamtempfindlichkeit" und die einzelnen Komponenten für die Eingangsstufen und die Zwischenfrequenzverstärkung untergliedert.

Empfindlichkeitsmessungen nach den IEC-Empfehlungen

Definition

Nach den IEC-Empfehlungen ist die Bildempfindlichkeit des Empfängers der kleinste Wert einer brauchbaren Leistung von der Signalquelle, die erforderlich ist, um das Normalbild zu erhalten.

Das Normalbild wird hierbei als eine Darstellung bestimmt, in der solche Teile des Bildes, die einem Spitzenweißwert entsprechen, eine Helligkeit von 0,00085 Stilb und solche Teile, die dem Schwarzpegel entsprechen, eine Helligkeit von 0,000085 Stilb haben. Das Normalbild kann ein Muster sein, in dem der mittlere Pegel der Bildmodulation etwa 50% beträgt (Bild 1).

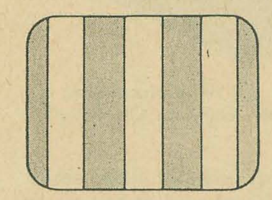


Bild 1: Normalbild zum Messen der Helligkeitswerte von Schwarz und Weiß

Die Art des Musters sollte so sein, daß die Helligkeitsmessungen in üblicher Art ausgeführt werden können und auch so, daß dieses Muster trotz Interferenzstörungen unterschieden werden kann. Der entsprechende Spannungsbereich zwischen Schwarz und Weiß an den Elektroden der Bildröhre ist die Normausgangsspannung.

Meßmethoden

Das Eingangssignal soll ein Fernsehsignal sein, das eine mit dem Normbild übereinstimmende Bildinformation enthält und 100% moduliert ist. Das Eingangssignal wird an die Eingangsklemmen des Empfängers gelegt, wobei zu beachten ist, daß der Meßsender an den Empfänger angepaßt ist. Die Regler des Empfängers sollen auf maximale Empfindlichkeit eingestellt sein. Die Trägerfrequenz des Meßsenders wird auf die Frequenz des bestimmten Fernsehkanals geregelt. Der Empfänger (FM-Ton) wird durch zuerst annähernde Abstimmung und nachfolgende Korrektur mit Hilfe der Abstimmknöpfe genau auf ein gewünschtes Signal eingestellt, bis entweder die harmonische Verzerrung des demodulierten gewünschten Signales oder die unerwünschte Störung ein Minimum wird. In manchen Empfängern fallen diese beiden Abstimmstellungen zusammen. Das Eingangssignal wird dann so eingestellt, daß man das Normbild oder die entsprechende Normausgangsspannung erhält.

Die Messung kann auch mit Hilfe eines sinusförmigen amplitudenmodulierten HF-Trägers ausgeführt werden. In diesem Falle kann die Ausgangsspannung mit einem Röhrenvoltmeter gemessen werden. Man kann zum Beispiel einen Meßsender, der mit 400 Hz 30% moduliert wird, verwenden. Wenn wahrnehmbare Störungen in dem Ausgangssignal vorhanden sind, soll ein 400-Hz-Filter vor das Röhrenvoltmeter geschaltet werden.

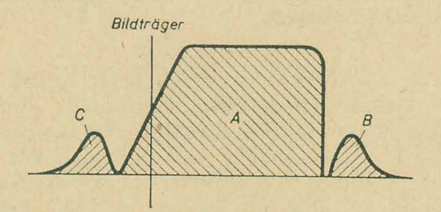


Bild 2: Prinzipdarstellung der hoch- und zwischenfrequenten Durchlaßkurve eines Fernsehempfängers

Bei allen Messungen muß das HF-Signal über eine künstliche Antenne und ein Filter an die Eingangsklemmen des Empfängers angeschlossen werden, die beide Grenzen des benutzten Fernsehsystems bestimmen. Dieses Filter ist nicht erforderlich, wenn die HF-, ZF-Kreise des Empfängers das Durchlaßband in einem solchen Maße begrenzen, daß jede der im Bild 2 angegebenen Flächen B und C kleiner als 5% der Fläche A innerhalb des Durchlaßbandes ist. An Stelle der Bildröhre wird ein Oszillograf angeschlossen, wobei zu beachten ist, daß die Sprungcharakteristik der Videokreise unverändert bleibt. Der Oszillograf selbst muß eine bedeutend bessere Sprungcharakteristik als der Empfänger aufweisen.

Abstimmen des Empfängers

FM-Tonempfänger (minimale Verzerrungen)

Um einen Empfänger für FM-Ton auf die Stellung der minimalen Verzerrungen einzustellen, wird der Empfänger zuerst ungefähr abgestimmt. Ein Signal der gewünschten Frequenz, das eine mittlere zu empfangende Signalstärke hat, wird mit 400 Hz und dem maximalen Nennhub des Systems frequenzmoduliert und auf die Eingangsklemmen des Empfängers gegeben. Die Abstimmknöpfe werden so eingestellt, daß die Effektivwerte der harmonischen Komponenten von 400 Hz im Ausgang des Empfängers ein Minimum darstellen. In einigen Empfängern kann der Abstimmpunkt für minimale Verzerrung leicht durch Beobachten der Schwingungsform der Modulationsfrequenz auf einem Oszillografen bestimmt werden, wenn der Hub über den maximalen Systemhub, für den der Empfänger bestimmt ist, gesteigert wird.

FM-Tonempfänger (minimale „Störung")

Um einen Empfänger für FM-Ton auf minimale Störung abzustimmen, wird der Empfänger zunächst annähernd abgestimmt. Ein Signal der gewünschten Frequenz, das eine mittlere zu empfangende Feldstärke besitzt, wird 30% bei 400 Hz amplitudenmoduliert und den Eingangsklemmen des Empfängers zugeführt. Die Abstimmknöpfe werden so eingestellt, daß die Modulationsspannung am Ausgang des Empfängers ein Minimum wird und ansteigt, wenn man die Abstimmung nach beiden Richtungen verändert. Es ist daher wichtig, sich zu überzeugen, daß das Eingangssignal nicht frequenzmoduliert ist.

Intercarriertonempfänger

Ein Intercarriertonempfänger muß auf optimale Bildqualität, das heißt auf beste Sprungcharakteristik eingestellt sein. Dabei soll der Empfindlichkeitsregler (Kontrastregler) des Empfängers zwischen minimalem und maximalem Kontrast

stehen und die Rechteckwellenmodulation folgenden Forderungen genügen:

a) Die Anstiegs- oder Abfallzeit der Anstiegskante von 10 auf 90% soll nicht größer als ein Fünftel der des Empfängers sein;

b) das Tastverhältnis soll etwa 1 : 1 sein;

c) die Impulsfrequenz soll möglichst gleich der zweifachen Zeilenfrequenz sein (synchronisiert mit der Zeilenfrequenz);

d) Impulsform: Dach und Grundlinie der Rechteckwelle sollen innerhalb 1% horizontal verlaufen.

Signal-Rauschverhältnis

Definition

Das Signal-Rauschverhältnis ist das Verhältnis zwischen dem Schwarz-Weiß-Spannungssprung an den Bildröhrenelektroden, von Spitze zu Spitze gemessen, entsprechend dem Normalbild und dem Effektivwert der Rauschspannung an den Bildröhrenelektroden, der bei 50% Bildmodulation auftritt.

Meßmethode

An die Eingangsklemmen des Empfängers wird ein HF-Signal gelegt, das den Schwarzpegel, den Weißpegel und den mittleren Graupegel enthält. Hierzu kann ein Bildmustergenerator oder ein entsprechend eingestellter Fernsehmeßsender verwendet werden (Bild 3).

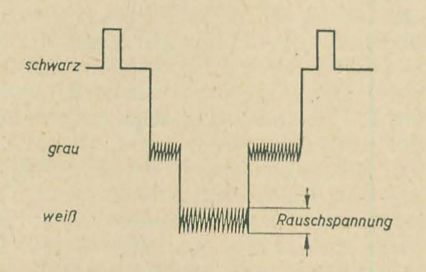


Bild 3: Ermittlung der Empfänger-Rauschspannung mit einem Oszillografen

Der Empfänger ist immer auf Normausgangsspannung einzustellen. Der Pegel des Eingangssignales wird in Stufen gesteigert und bei jeder Stufe der Effektivwert der Rauschspannung, der bei einer Bildmodulation von 50% auftritt, mit einem Oszillografen gemessen. Der Rauschspannungseffektivwert kann auf diese Weise nicht genau bestimmt werden, und es wird empfohlen, daß die Beziehungen zwischen Rauschspannungseffektivwerten und den beobachteten Bereichen auf dem Oszillografen vor der Messung festgelegt werden. Dafür kann eine Rauschspannung von bekanntem Effektivwert an den Oszillografen angelegt werden. Die Bandbreite des Oszillografen muß größer als die Bandbreite des Empfängers sein. Wenn sie kleiner ist, muß sie bekannt sein und in Rechnung gestellt werden. Das Signal-Rauschverhältnis erhält man hierbei als Funktion der Eingangsleistung.

Die Definition der Tonempfindlichkeit nach den IEC-Empfehlungen ist für AM-Empfänger ausgelegt und daher für unsere frequenzmodulierten Fernsehsysteme nicht anwendbar. Wird fortgesetzt

Einige praktische Beispiele für Transistoroszillatoren



Bild 1: Laboraufbau des FM-Kleinsenders vom Werk für Bauelemente „Carl von Ossietzky"

Es soll in diesem Beitrag über einige praktische Anwendungsmöglichkeiten von Transistoren berichtet werden. Dabei wird vorausgesetzt, daß einem großen Teil der Leser dieser Zeitschrift die prinzipielle Wirkungsweise des Transistors bekannt ist. Vielleicht wird auch bei dem einen oder anderen Praktiker durch die Beschreibung konkreter Schaltungen das Interesse für die zunächst etwas „graue Theorie" der Halbleiter geweckt.

QRP-Sender mit Transistor

Bild 2 zeigt die Schaltung eines QRP-Senders, den ein westdeutscher Kurzwellenamateur mit einem Spitzentransistor der Firma Intermetall für das 3,5- und 7-MHz-Amateurband aufgebaut hat [1]. Der frequenzbestimmende Schwingkreis liegt hier in der Blockleitung des Transistors. Man nutzt die Tatsache aus, daß Transistorschaltungen zwischen zwei Punkten der aufgetrennten Blockleitung eine ausgesprochene Dynatronkennlinie mit negativer Widerstandscharakteristik zeigen, sofern die Stromverstärkung α größer als eins ist. Der kleine Trimmer zwischen Emitter und Kollektor wirkt noch als zusätzliche Rückkopplung. An dem 1,5-kΩ-Widerstand in der Blockleitung, der durch einen Kondensator von 5 nF überbrückt ist, erzeugt der Kollektorstrom einen Spannungsabfall, der seinerseits über den 10-kΩ-Widerstand in der Emitterzuleitung einen kleinen Vorstrom durch die Emitter-Block-Strecke treibt und das Anschwingen des Senders erleichtert. Die Modulation (Schmalband-FM) erfolgt durch den mit dem Schalldruck veränderlichen Widerstand eines einfachen Kohlekörnermikrofons, das die Kapazität eines kleinen Trimmers, der mit dem Mikrofon in Reihe liegt, am Schwingkreis mehr oder weniger stark in Erscheinung treten läßt. Der Transistor wurde mit einer Kollektorverlustleistung von 100 mW betrieben und gab eine Hochfrequenzleistung von 1 bis 2 mW ab. Für gewisse Zwecke ist das ausreichend.

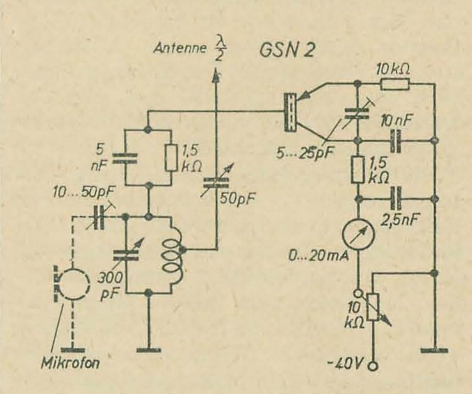


Bild 2: Transistorkleinsender eines westdeutschen Kurzwellenamateurs

AM-Kleinsender

Im Bild 3 ist die Schaltung eines Kleinsenders dargestellt, der als „drahtloser Plattenspieler" vom Ossietzky-Werk Teltow zu Demonstrationszwecken auf der Leipziger Herbstmesse 1954 vorgeführt wurde [2]. Hier wird eine „äußere Rückkopplung" mit Hilfe der Dreipunktschaltung angewendet, die sich von der bekannten Dreipunktschaltung mit Röhren nur dadurch unterscheidet, daß die Anzapfung der Spule nicht an Masse, sondern am Emitter liegt. Diese Maßnahme ergibt sich aus den Phasenverhältnissen: Nehmen der Emitterstrom und die Emitterspannung im positiven Sinne zu, so steigt der (in bezug auf den Block) negativ gerichtete Kollektorstrom ebenfalls an. Das hat ein Absinken der negativen Kollektorspannung zur Folge und bedeutet, daß das Kollektorpotential sich ebenso wie das des steuernden Emitters im positiven Sinne verändert. Bei dem Verstärkungsvorgang im Transistor erfolgt also im Gegensatz zu den uns geläufigen Vorgängen in der Elektronenröhre keine Vorzeichen- oder Phasenumkehr. Der 200-Ω-Widerstand in der Blockleitung erfüllt dieselbe Funktion wie der entsprechende Widerstand im Bild 2. Der 10-kΩ-Widerstand in der Kollektorzuführung dient als HF-Sperre und ergibt außerdem eine Amplitudenbegrenzung. An der Schwingkreisspule liegt die Anzapfung für den Kollektor bei etwa der Hälfte der Windungszahl, während die Emitteranzapfung so tief liegt, daß sich zum Kollektor hin ein Windungsverhältnis von 1 : 7 ergibt. Dadurch wird der Emitterwiderstand von annähernd 200 Ω nahezu optimal an den Kollektorwiderstand von 10 kΩ angepaßt. Die Stabantenne ist direkt an das heiße Ende des Schwingkreises angeschlossen. Auf eine Anpassung wurde verzichtet. Der Modulationsstrom wird über einen kleinen Übertrager in den Emitterkreis eingespeist. Auf der Primärseite des Modulationstransformators ist an 10 kΩ eine Niederfrequenzspannung von etwa 0,2 V_{eff} erforderlich, um eine Amplitudenmodulation von etwa 10 bis 15% zu erreichen. Dabei tritt dann — wie Bild 4 zeigt —

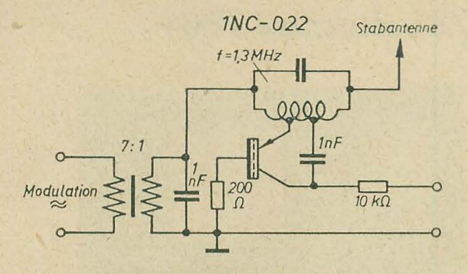


Bild 3: Amplitudenmodulierter Kleinsender mit dem Spitzentransistor Typ 1 NC–022

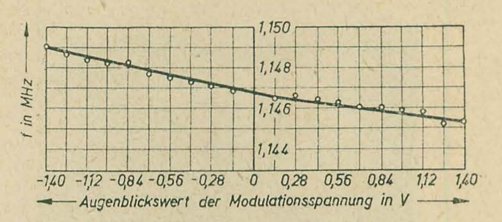


Bild 4: Parasitäre Frequenzmodulation beim AM-Kleinsender nach Bild 3

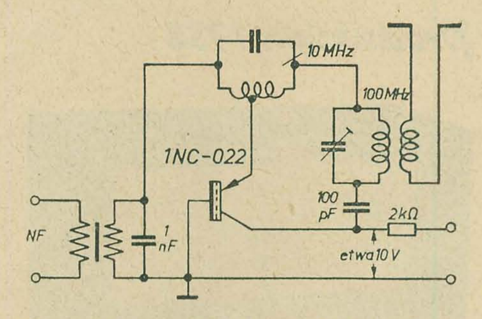


Bild 5: Frequenzmodulierter Kleinsender mit Transistor, 10/100 MHz, Eingangsleistung 100 mW

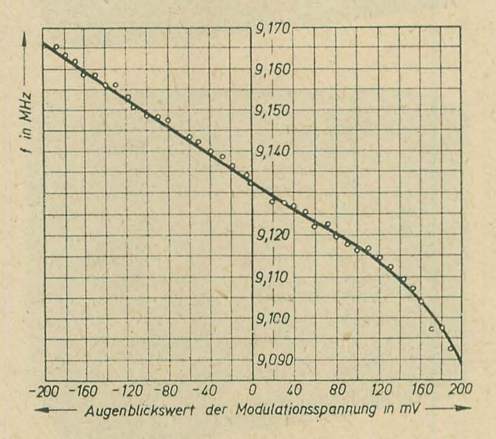


Bild 6: Modulationskennlinie des Transistoroszillators nach Bild 5

eine unerwünschte Frequenzmodulation von nahezu ±500 Hz auf, was für diesen Fall gerade noch tragbar war, wenn die Bandbreitenregelung des benutzten Rundfunkempfängers auf „breit" gestellt wurde. Trotz eines relativ starken Störpegels konnten mit dem kleinen Sender Schallplatten- und Tonbanddarbietungen über Entfernungen mehrerer Zimmerbreiten in annehmbarer Qualität übertragen werden. Bei fehlendem Störpegel waren die Reichweiten entsprechend größer.

Versuche und orientierende Messungen zeigten jedoch, daß die einwandfreie Amplitudenmodulation eines selbsterregten Transistorsenders infolge gewisser Schwierigkeiten nicht ohne weiteres zu lösen ist.

FM-Kleinsender

Aus diesem Grunde wurde ein frequenzmodulierter Sender entwickelt (Bilder 1 und 5). Hier erregt der Transistor zunächst einen 10-MHz-Schwingkreis. Aus dem stark verzerrten Kollektorstrom wird durch einen 100-MHz-Schwingkreis die 10. Oberwelle ausgesiebt und auf einen Faltdipol gekoppelt. Der Modulationsstrom wird dem Emitter über einen Übertrager zugeführt. Die starken Rückwirkungen des Transistors auf den Schwingkreis ergeben eine ausgezeichnete Frequenzmodulation. Im Bild 6 ist die Modulationskurve, die recht geradlinig verläuft, dargestellt. In der Praxis wird die Modulationskennlinie (auf der Sekundärseite des Übertragers an 200 Ω gemessen) nur maximal mit etwa 15 mV_{eff} ausgesteuert. Man erzielt damit einen Hub von ±7,5 kHz, der nach der Verzehnfachung den in der Rundfunktechnik üblichen Hub von 75 kHz ergibt. Aus Bild 7 entnimmt man, daß die parasitäre Amplitudenmodulation nur etwa 6% beträgt. Sie wird im Ratiodetektor des Empfängers vollkommen unterdrückt. Der kleine FM-Sender wurde anläßlich einer Transistor-Informationstagung im Juli vergangenen Jahres im Werk für Bauelemente, Carl v. Ossietzky, Teltow, vorgeführt. Die Übertragungsqualität wurde selbst von kritischen Beobachtern als ausgezeichnet anerkannt.



Drahtlose Redneranlage

Die Bilder 8 und 9 zeigen den Versuchsaufbau und die Schaltung einer drahtlosen Redneranlage. Im Schaltbild erkennen wir den bereits bekannten

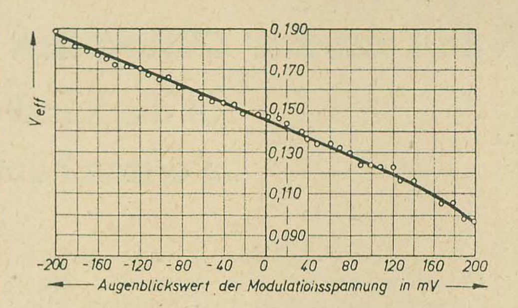


Bild 7: Parasitäre Amplitudenmodulation des Transistoroszillators nach Bild 5

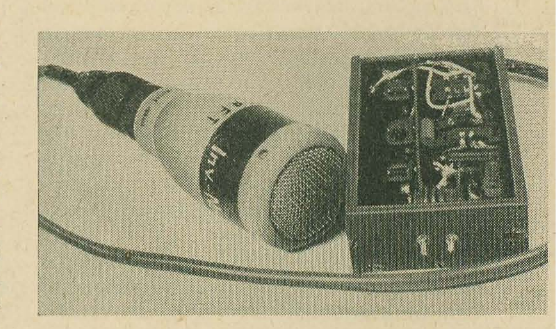


Bild 8: Ansicht vom Versuchsaufbau des Transistorsenders mit Modulationsverstärker

Transistor-FM-Sender nach Bild 5, dem ein zweistufiger Niederfrequenzverstärker mit Spitzentransistoren vorgeschaltet ist. Letzterer verstärkt die von einem dynamischen Reportermikrofon gelieferten Sprechströme auf die zur Modulation des Senders erforderliche Stärke. Der Redner trägt Batterien und Sender in den Rocktaschen, während er das Mikrofon um den Hals hängt und die Antenne in die Rockärmel eingenäht ist. Er kann sich beispielsweise zwischen Rednerpult und Tafel frei bewegen und sprechen. Der kleine, tragbare Sender wird mit einem FM-Empfänger guter Qualität empfangen und die gewonnene Niederfrequenz über einen Kraftverstärker und Lautsprecher im Saal hörbar gemacht. Bei der Vorführung und Erprobung der Anordnung ergaben sich allerdings einige Mängel. Für den Aufbau derartiger Anlagen fehlen uns zur Zeit noch betriebssichere Miniatursteckverbindungen! Weiterhin zeigte sich, daß die gewählte Frequenz von annähernd 100 MHz, die mit Rücksicht auf vorhandene Rundfunkempfänger mit FM-Teil gewählt wurde, für den vorliegenden Zweck gewisse prinzipielle Nachteile aufweist. Fortsetzung auf Seite 23

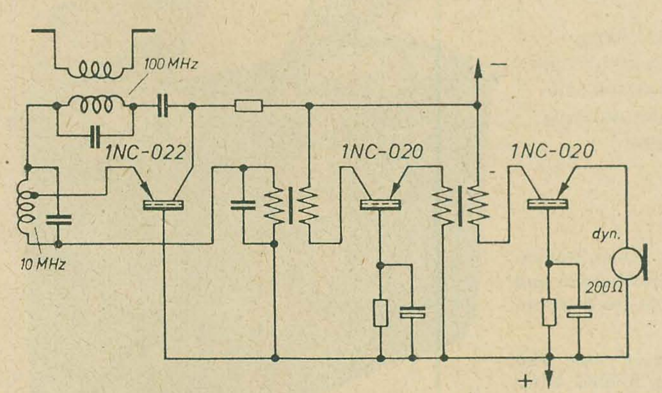


Bild 9: Transistorsender mit Modulationsverstärker

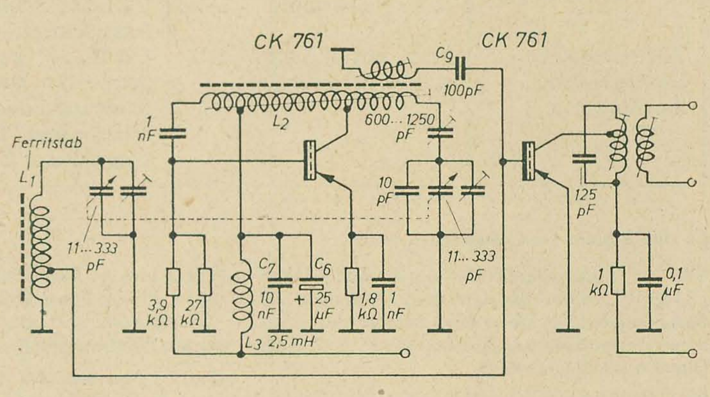


Bild 10: Oszillator- und Mischstufe eines Transistorempfängers

Ein kurzer Rückblick

auf die Rundfunkempfängerproduktion im ersten Fünfjahrplan

Viele Werktätige in der volkseigenen Industrie werden sich noch an den 2. Januar des Jahres 1951 erinnern, an dem unser erster Fünfjahrplan feierlich seinen Beginn in den Werkhallen und Produktionsstätten ankündigte. War es der Ende 1950 so erfolgreich abgeschlossene Zweijahrplan, der für die weitere Entwicklung der volkseigenen Rundfunkindustrie die Grundlagen schuf, so standen wir im ersten Fünfjahrplan vor der Aufgabe, die vorhandenen volkseigenen Betriebe mit den vielen Zulieferbetrieben zu einer leistungsfähigen Rundfunkindustrie auszubauen.

Die Folgen des faschistischen Krieges hatten der einst nicht unbedeutenden Rundfunkindustrie Deutschlands erhebliche Verluste an Gebäuden und Ausrüstungen zugefügt, so daß in vielen Werken von Grund auf neu begonnen werden mußte. Dazu kam noch, daß ein großer Teil der Betriebe während des Krieges für die Rüstung arbeitete und dem eigentlich Zweck entfremdet war.

Dem unermüdlichen Fleiß unserer Werktätigen ist es zu verdanken, daß heute die leistungsfähigen gerätebauenden Betriebe der HV RFT,

VEB Stern-Radio Berlin
VEB Funkwerk Dresden
VEB Funkwerk Halle
VEB Stern-Radio Rochlitz
VEB Stern-Radio Sonneberg
VEB Stern-Radio Staßfurt

sowie

VEB Sachsenwerk Niedersedlitz und
VEB Elektro-Apparate-Werke J. W. Stalin

90% der gesamten Empfängerproduktion in unserer Republik dem staatlichen und privaten Fachhandel für den Verkauf an die Bevölkerung zur Verfügung stellen. Dabei muß natürlich auch der Export erwähnt werden, der ständig an Bedeutung zunimmt. Nicht nur die Volksdemokratien, sondern auch viele kapitalistische Länder importieren heute hochwertige Erzeugnisse unserer volkseigenen Rundfunkindustrie.

Bei näherer Betrachtung der Produktion im ersten Fünfjahrplan ist zu erkennen, daß sich in den Jahren 1950 bis 1955 die Klasse der Mittel- und Großsuper (einschließlich Musikschränke) gegenüber den kleineren Geräten immer günstiger entwickelte. Ohne Zweifel ist diese Entwicklung auch ein Verdienst des staatlichen Großhandels, der die Wünsche der Bevölkerung berücksichtigte, sie bei der Industrie durchsetzte und oft viele wertvolle Hinweise gab.

Die mit dem Ende des ersten Fünfjahrplanes 1955 abgeschlossene Entwicklung zeigt ihre Erfolge nicht nur in der

	Einkreiser vor 1950	Einkreiser 1955 („Dompfaff“)
Stromart	Wechselstrom	Allstrom
Empfindlichkeit	MW etwa 2 mV LW etwa 5 mV	MW etwa 0,6 mV LW etwa 2 mV
Lautsprecher	Freischwinger	elektrodynamisch
Frequenzumfang	120 bis 7000 Hz	70 bis 10000 Hz
Röhrenbestückung	3× RV 12 P 2000	UEL 51, Selengleichrichter
Gewicht	6 kg	3,7 kg
	Mittelsuper 1950	**Mittelsuper 1955 („Weimar“)**
Schaltung	6-Kreis-Super	AM/FM-Super, 6/11 Kreise
Röhrenbestückung	UCH 11, UBF 11, UCL 11 Selengleichrichter	UC 92, UC 92, UCH 81, UBF 80, UEL 51, UABC 80, UM 11, Selengleichrichter
Wellenbereiche	kurz, mittel, lang	UKW, 2× kurz, mittel, lang
Lautsprecher	elektrodynamisch	perm.-dyn. Breitbandlautsprecher
Sonstiges	—	Schwungradantrieb, optische Bereichs- und Tonblendenanzeige, eingebauter UKW-Dipol

Zu den Bildern (von oben nach unten):

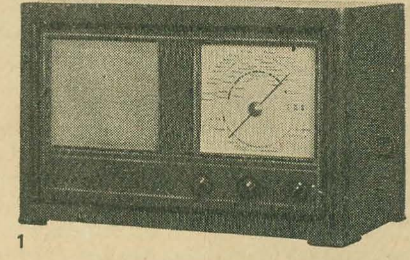
Bild 1: Elektro-Apparate-Fabrik Köppelsdorf „3/45 W“, einer der typischen Einkreiser vor dem Fünfjahrplan. Skala ohne Beleuchtung, Freischwingerlautsprecher, bestückt mit RV 12 P 2000 (siehe auch die Tabelle)

Bild 2: Kleinsuper „Olympia 473 W“ des VEB Sachsenwerk Niedersedlitz, Baujahr 1948/49

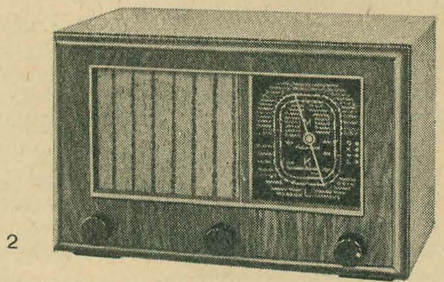
Bild 3 und 4: Zwei Geräte der neuen Produktion („Pillnitz“ vom VEB Funkwerk Dresden und „Olympia 552 Wn“, ein Mittelsuper des Sachsenwerkes Niedersedlitz)

Bild 5: Musikschrank „Tannhäuser“ vom VEB Stern-Radio Staßfurt (vergl. auch RADIO UND FERNSEHEN Nr. 19 (1955), Seite 577)

Produktion 1949

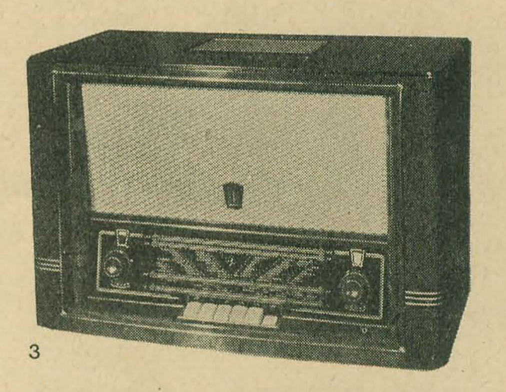


1

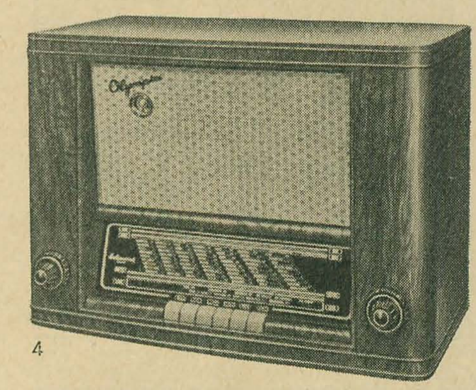


2

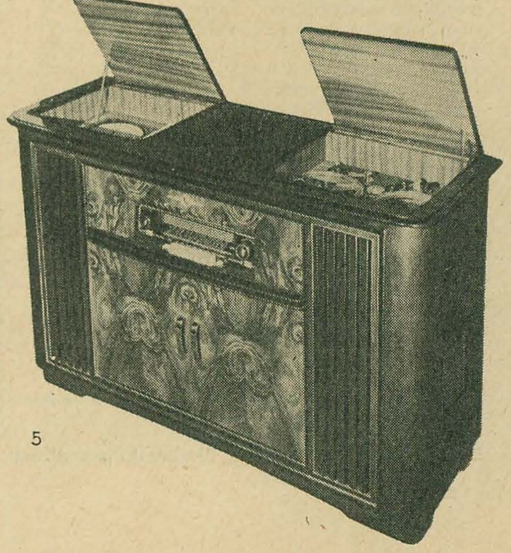
Produktion 1955



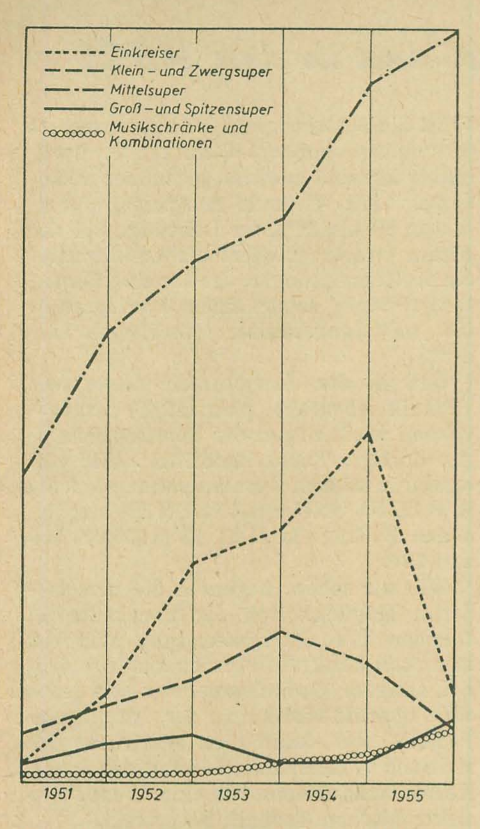
3



4



5



Entwicklung der produzierten Stückzahlen der einzelnen Geräteklassen

sich laufend steigernden Produktion, sondern besonders auch in der technischen Vervollkommnung und Steigerung der Leistungsfähigkeit der Geräte. Die Gegenüberstellung einiger Daten läßt erkennen, daß auf diesem Gebiet von der Industrie ebenfalls beachtliche Fortschritte gemacht wurden (siehe Tabelle).

Neben den technischen Verbesserungen wurden die Gehäuseformen geschmackvoller gestaltet, und die Verarbeitung von Edelhölzern veränderte das Äußere der Empfänger wesentlich. In den ersten Jahren wurden noch sehr häufig Preßstoff- und gebeizte Holzgehäuse von der Rundfunkindustrie verarbeitet. Heute erfreuen uns durchweg hochglanzpolierte Gehäuse mit ansprechenden Verzierungen. Durch die wesentliche Erweiterung des Sortiments wird jedem Geschmack weitgehendst Rechnung getragen. Der Kunde, der im Jahre 1950 zwischen 10 bis 15 Gerätetypen wählen konnte, hat heute die Möglichkeit, unter 30 verschiedenen RFT-Geräten seine Auswahl zu treffen.

Eine beachtliche Anzahl neu entwickelter Geräte wird auch weiterhin unter Berücksichtigung der neuesten Technik von den volkseigenen Entwicklungsstellen der Industrie zur Übernahme in die Serienfertigung zur Verfügung gestellt. In immer größerem Umfang schenkt man der Standardisierung von kompletten Gerätebauteilen Aufmerksamkeit mit dem Ziel, in Zukunft noch rentabler zu fertigen.

Es besteht kein Zweifel, daß unsere volkseigene Rundfunkindustrie auch im zweiten Fünfjahrplan im In- und Ausland ihre Leistungsfähigkeit unter Beweis stellen wird. *Christoph*

Fortsetzung von Seite 21

Insbesondere in modernen Gebäuden mit Betonkonstruktionen bilden sich nämlich durch Reflexionen an den Wänden stehende Wellenfronten aus, die in gewisser Weise Chladnischen Figuren ähneln. Bewegt sich der Redner im Raum, so kann es vorkommen, daß der Empfangsdipol in einem Wellenminimum liegt und daß die Modulation zeitweise verschwindet. Man wird also bei derartigen Anlagen doch zu Wellenlängen übergehen müssen, die groß zu den Raumabmessungen sind. Vielleicht bringt auch schon eine räumlich ausgedehnte Empfangsantenne Abhilfe.

Zur Information ist noch im Bild 10 die Oszillator- und Mischstufe eines amerikanischen Koffersupers dargestellt. Hier werden in beiden Stufen Oberflächensperrschichttransistoren in Emitterschaltung verwendet. In dieser Schaltung findet zwischen der Steuerelektrode (Block) und Kollektor ebenso wie bei der Röhre eine Phasenumkehr statt, so daß bei der Dreipunktschaltung die Spulenanzapfung an Masse gelegt werden muß.

Es ist ferner bemerkenswert, daß die Transistorelektroden an relativ niedrigen Anzapfpunkten der Schwingkreisspule liegen, um die Bedämpfung und die Beeinflussung des Kreises möglichst niedrig zu halten. Das letztere ist zur Erreichung eines einwandfreien Parallellaufes zwischen Vor- und Oszillatorkreis notwendig.

Zum Schluß sei darauf hingewiesen, daß Versuche mit strahlenden Oszillatoren, wie sie hier erwähnt worden sind, nach den Gesetzesbestimmungen über Fernmelde- und Funkanlagen verboten sind. Lediglich Inhabern von Amateursendelizenzen sind auf den ihnen zugewiesenen Frequenzbändern auch Versuche mit Transistorsendern erlaubt. Über die Amateurorganisation der Gesellschaft für Sport und Technik sollen den Amateuren in beschränktem Umfange auch Spitzentransistoren zur Verfügung gestellt werden. *Electronus*

Literatur

[1] Lennartz, Amateursender mit Transistoren, Funkschau Heft 20 (1954).
[2] Nachrichtentechnik Heft 1 (1955).

Transistoroszillator kleinster Leistung

Auf der 6. Elektrotechnikertagung in Weimar führte Herr Dr. Falter, Entwicklungsleiter im WBN C. v. Ossietzky, Teltow, einen mit einem Flächentransistor bestückten Kleinoszillator vor, der mit einer Frequenz von etwa 1 kHz schwingt. Als Stromquelle diente ein Siliziumfotoelement, das Dipl.-Physiker G. Schmidt aus dem Grundlagenlabor desselben Werkes zur Verfügung stellte. Beim Demonstrationsversuch wurde das Fotoelement mit dem Lichtstrahl einer Mikroskopierlampe angeleuchtet. Die abgegebene Niederfrequenzspannung reichte zur Aussteuerung eines Rundfunkempfängers am Tonabnehmereingang aus. Bei Beleuchtung mit Sonnenlicht im Juli und August um die Mittagszeit ergaben sich etwa die gleichen Verhältnisse.

Schließt man statt des Fotoelementes Drähte aus zwei verschiedenen Metallen an, zum Beispiel Kupfer und Eisen, so beginnt der Oszillator bereits zu schwingen, wenn die Drähte mit angefeuchteten Fingern berührt werden. Betreibt man das kleine Gerät über Spannungsteiler

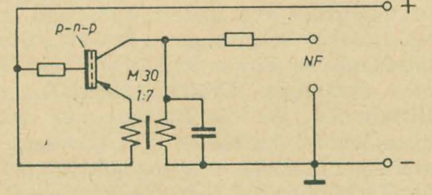


Bild 1: Schaltung des Kleinoszillators mit Flächentransistor

aus einer Batterie, setzen die Schwingungen bereits bei einer Speisespannung von 70 mV (!) und einem Speisestrom von 8 μA (!) ein. Das entspricht einer Leistungsaufnahme von $N = 5{,}6 \cdot 10^{-7}$ W! Die Demonstration sollte zeigen, mit welch geringen Leistungen sich Transistoroszillatoren prinzipiell betreiben lassen, für die viele praktische Anwendungsmöglichkeiten bestehen.

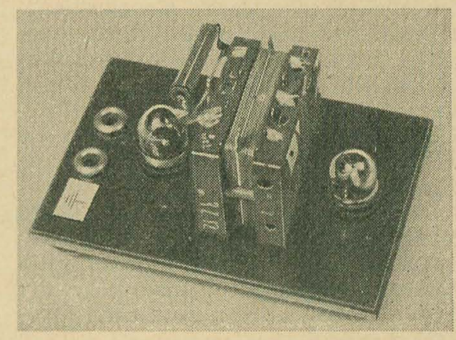


Bild 2: Ansicht des Versuchsmodells

Der Schichttransistor war eines der ersten Entwicklungsmuster aus dem Laboratorium des Ossietzky-Werkes und ist — ebenso wie das Siliziumfotoelement — zur Zeit noch nicht lieferbar. *Electronus*

Im Februar 1956

sollen wieder Qualifizierungskurse zur Vorbereitung für die Meisterprüfung sowie ein UKW- und Fernsehkursus beginnen. Dauer der Kurse etwa 6 Monate. Zur Abschlußprüfung des letztgenannten Lehrganges werden nur Rundfunkmechanikermeister zugelassen. Interessenten erhalten bei der Handwerkskammer Groß-Berlin, Berlin NW 7, Neustädtische Kirchstraße 67, Tel. 225271, oder durch den Kursusleiter, Kollegen Kurt Weinert, Obmann der Fachgruppe Rundfunk im Elektrohandwerk Groß-Berlin, Berlin NW 54, Brunnenstraße 163, Tel. 423028, Auskunft. Die Redaktion

Wo steht die Transistortechnik in Westdeutschland und in den USA?

Die geschäftliche Basis für die Transistorfabrikation in Westdeutschland ist wohl zur Zeit vor allem die Erstbestükkung von Hörhilfen. Diese werden immer mehr ausschließlich mit Transistoren bestückt, da sie betriebskostenmäßig und hinsichtlich kleiner Abmessungen Röhrengeräten weit überlegen sind. Insbesondere ist es die überaus lange Lebensdauer der Transistoren, die die Transistorgeräte bei richtiger Kalkulation wirtschaftlich macht. Eine neue Form der Hörgeräte sind die „Hörbrillen", bei denen Batterien, Verstärker, Mikrofon und Knochenleitungshörer in den etwas verbreiterten Bügel eines Brillengestells eingebaut sind. Sie werden neuerdings von mehreren Firmen hergestellt. Ob sie sich wirklich gegenüber den üblichen Hörgeräten durchsetzen werden, bleibt abzuwarten, weil bei ihrem Gebrauch die bemitleidenswerten hörbehinderten Zeitgenossen doch wohl ein wenig „die Ohren steifhalten müssen".

Eine rheinische Firma stellt ein mit Transistoren bestücktes Herzstethoskop her. Es enthält in einem kleinen, zylindrischen Gehäuse Körperschallmikrofon, Verstärker, Batterie und Hörer. Die Verbindung zu den Ohren wird durch zwei Schläuche auf akustischem Wege hergestellt. Dieses Gerät ähnelt — wahrscheinlich auch in den durch die akustische Leitung verursachten Tonverfälschungen — mehr den bisherigen Stethoskopen. Vielleicht kann es sich gerade wegen dieser Ähnlichkeit in der ärztlichen Praxis mehr einbürgern als die bisherigen Herztonverstärker mit Lautsprecher.

Zu dem auch auf der Leipziger Messe gezeigten Taschendiktiergerät „Minifon" liefert die Herstellerfirma neuerdings als Ergänzung einen Kleinlautsprecher, der einen mit Transistoren bestückten Verstärker enthält.

Außerdem gibt es einige mit Transistoren bestückte Meßgeräte. Die Firma TEKADE liefert bereits seit längerer Zeit einen kleinen Klirrfaktormesser mit Transistoren, und Dr. Vierling produziert einen Scheinwiderstandsmesser, der etwa so groß ist wie ein Universalmeßinstrument und einen Transistoroszillator enthält.

Rundfunkgeräte mit Transistoren sind zur Zeit in Westdeutschland noch nicht im Handel. In den USA erschienen bisher zwei Taschenempfängermodelle, die ausschließlich mit Transistoren bestückt sind, und zwar ein Gerät der Firma Regency, das Anfang 1955 herauskam, und das T-Radio der Raytheon Comp., das kurz danach erschien. Das erstgenannte Gerät kostet 50 Dollar, wiegt 330 g und hat einen Rauminhalt von 312 cm³ (gegenüber 574 cm³, die der kleinste deutsche Taschenempfänger der vorigen Saison in Anspruch nahm). In der Mischstufe und den Zwischenfrequenzstufen ist das Gerät mit Oberflächen-Sperrschichttransistoren (Grenzfrequenz der Stromverstärkung 5 MHz) bestückt. Diese Voll-Transistorgeräte besitzen nur drei Zwischenfrequenzkreise und können sich hinsichtlich Trennschärfe und Empfindlichkeit — insbesondere unter den leidigen europäischen Empfangsverhältnissen — nicht mit einem Röhrengerät messen. Zudem sind die Transistorgeräte drei- bis viermal so teuer wie Röhrengeräte. Die genannten Mängel haben wohl die Firma Emerson veranlaßt, Mitte des Jahres ein Koffergerät herauszubringen, das im Misch- und Zwischenfrequenzteil mit drei Röhren und im Niederfrequenzteil mit drei Transistoren bestückt ist. Ähnliche Geräte befinden sich in den Entwicklungslaboratorien der westdeutschen Rundfunkempfängerindustrie seit längerer Zeit in Erprobung. Sie dürften im Frühjahr auf dem Markt erscheinen. Diese Tatsachen unterstreichen die Feststellung, daß für Hoch- und Zwischenfrequenzverstärker zur Zeit noch die Röhre mit ihren hohen Ein- und Ausgangswiderständen dem Transistor überlegen ist. Transistoren erfordern ein- und ausgangsseitig Leistungsanpassung an die Kreise ($R_a = R_i$). Dadurch verliert man zwangsläufig 50% an Trennschärfe, abgesehen davon, daß Neutralisationsschaltungen erforderlich sind. Erinnert man sich der Erleichterung, mit der die Hochfrequenztechniker in den zwanziger Jahren die Schirmgitterröhre als nahezu ideales, rückwirkungsfreies Verstärkerelement aufnahmen, so muß man wohl sagen, daß es der Transistor zunächst schwer haben wird, sich in der „nichtkommerziellen" Rundfunktechnik für Hochfrequenzverstärkerzwecke durchzusetzen. Hier sind sowohl von seiten der Transistor- als auch der Schaltungsentwicklung noch erhebliche Anstrengungen zu machen. Dies um so mehr, als für Kraftwagenempfänger die Volltransistorbestückung als besonders geeignet erscheint.

Für die Endstufen von Kraftwagenempfängern stehen nämlich bereits Leistungstransistoren bis zu 6 Watt Kollektorverlustleistung zur Verfügung, die bewußt für Betriebsspannungen von 6 bzw 12 Volt ausgelegt sind. Für Kraftverstärker gibt es Leistungstransistoren mit 15 Watt Verlustleistung (24 Volt Betriebsspannung). Infolge des fast idealen Kennlinienfeldes erreicht man mit Transistoren als A-Verstärker Umformungswirkungsgrade von nahezu 50% und in B-Verstärker-Schaltungen von 99%. Die amerikanische Firma Philco soll bereits einen derartigen Kraftwagenempfänger (Mittelwelle), der die Batterie nur mit einem Zehntel der bisher für Kraftwagenempfänger üblichen Leistung belastet, auf den Markt gebracht haben. Verschiedene westdeutsche Transistorhersteller zeigten auf der Funkausstellung ebenfalls Muster von Leistungstransistoren, insbesondere die Firma Intermetall, die zur Clevite Corporation gehört und offenbar deren technologische Unterlagen benutzt.

Für Transistorendstufen scheint es in schaltungsmäßiger Hinsicht charakteristisch zu werden, daß man ohne Ausgangsformator auskommen kann. Man führt die Schwingspule des Lautsprechers mit einigen hundert Ohm relativ hochohmig aus und gewinnt gegenüber Schaltungen mit kleinem Ausgangstransformator 10 bis 20% an Leistung. Bei der Firma Graetz existiert als Labormuster ein Kofferempfänger, der für eine Gegentakt-B-Stufe sogar einen Lautsprecher mit mittelangezapfter Sprechspule benutzt.

Daß in der Sowjetunion diese neue Technik ebenfalls planmäßig vorangetrieben wird, zeigen die Veröffentlichungen dortiger Fachzeitschriften. Wir verweisen in diesem Zusammenhang auf die in RADIO UND FERNSEHEN erschienenen Beiträge in Heft 17 (1955) S. 530 und 531.

Wie wir sehen, beginnen die verschiedenen Möglichkeiten der zweckentsprechenden Transistoranwendung nunmehr technisch konkrete Formen anzunehmen. Bei einigem Optimismus, der seit jeher ein Charakteristikum der drahtlosen Technik war, kann man sich nicht der Meinung verschließen, daß mit den neuen Halbleiterbauelementen eine Wende der elektronischen Technik bevorsteht.

Es ist das Verdienst der unter der Leitung von Dr. M. Falter stehenden Entwicklungslaboratorien des Carl-von-Ossietzky-Werkes Teltow (WBN), diese Tendenzen rechtzeitig erkannt und bereits zu Beginn des Jahres 1955 die Versuchsfertigung von Spitzentransistoren in der Deutschen Demokratischen Republik aufgenommen zu haben. Für ihre technologische Entwicklung zeichnet Ing. Schäfer verantwortlich. Damit können sich die Laboratorien der Verbraucherbetriebe in die neue Materie einarbeiten. Diesem Moment der Einarbeitung kommt aber auch bei den sehr diffizilen und neuen Problemen der Transistorfabrikation eine nicht zu unterschätzende Bedeutung zu. Wie man hört, soll die Fertigung von Flächentransistoren auf Grund der bisher gewonnenen Erfahrungen bereits innerhalb des ersten Quartals 1956 anlaufen.

Electronus

Neue Kristalldioden

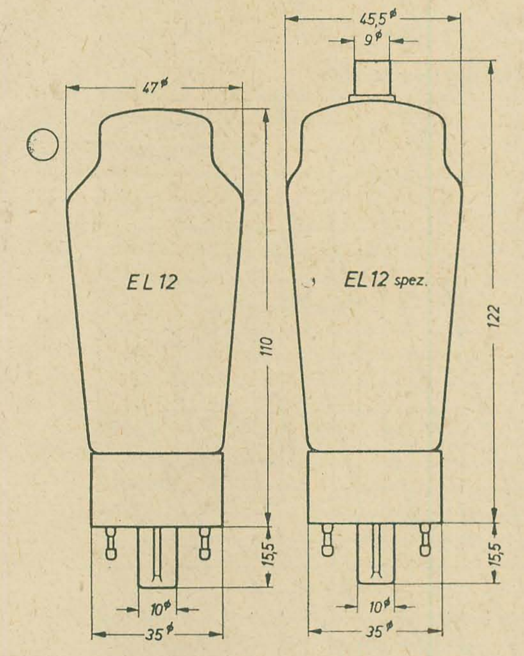
Unter der Bezeichnung „Semitron" sind von der Westinghouse Electric Corporation Kristalldioden für den Spannungsbereich von 50 bis 200 V entwickelt worden, die einige Kilowatt Gleichstromleistung liefern können. Das Gleichrichterelement eines Semitrongleichrichters besteht aus einer Germaniumscheibe von etwa 30 mm Durchmesser und einigen Zehntel Millimeter Dicke. Die Germaniumscheibe ist auf einer Seite mit Zinn und auf der anderen mit Indium auf Molybdänscheiben aufgelötet. Diese dienen zur Stromzuführung, zum Schutze der Germaniumscheibe und zur Ableitung der entstehenden Wärme. Die Gleichrichterwirkung entsteht in der Sperrschicht im Germanium in der Nähe der Verbindungsfläche mit dem Indium. Es wird Preßluft- oder Wasserkühlung angewendet.

Bau-

RÖHRENINFORMATION EL12N

bearbeitet von Ing. Fritz Kunze

Teil 1



Anschluß der Sockelstifte, von unten gegen die Stifte gesehen →

Kolbenabmessungen der Röhren EL 12 und EL 12 spez.

Aufbau

Bei der EL 12 N wurde das System der EL 12 auf einen Preßglasteller gesetzt. Hierdurch erzielt man eine erhöhte Spannungsfestigkeit gegenüber dem normalen Aufbau auf Quetschfuß. Außerdem konnte der Röhrenkolben in der Höhe um 3 cm verkleinert werden. Die Röhre hat einen Stahlröhrensockel.

Verwendung

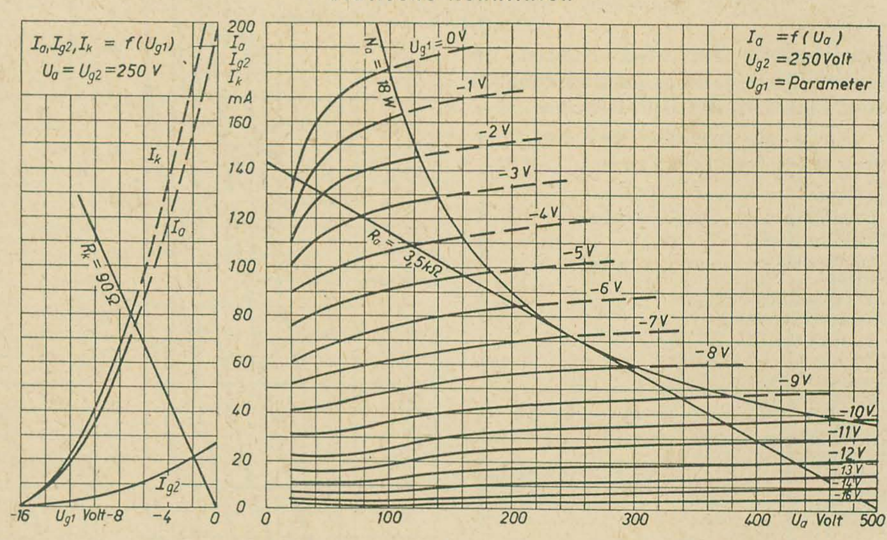
Endpentode für Rundfunkgeräte, Kraftverstärker und Übertragungsanlagen. Die EL 12 N entspricht in ihren Daten und in der Sockelschaltung völlig der bisherigen EL 12, ist also mit ihr austauschbar. Ihre maximale Anoden- und Schirmgitterspannung wurde aber auf 425 V erhöht und entspricht damit den Werten der EL 12 spez. Die EL 12 N ist infolgedessen auch für Kraftverstärker für diese Spannungen zu verwenden und ersetzt damit auch die EL 12 spez. Es ist aber zu beachten, daß die Anode der EL 12 spez. an eine Kolbenkappe geführt ist. Außerdem hat sie eine andere Sockelschaltung, so daß beide Typen also nicht direkt austauschbar sind.

Nur für Impulsschaltungen muß man auch in Zukunft auf die EL 12 spez. zurückgreifen, da die Anode dieser Röhre infolge ihres Anschlusses an der Kolbenkappe gegenüber den anderen Elektroden hochisoliert ist.

Hersteller

VEB Röhrenwerk Anna Seghers, Neuhaus am Rennweg, HV RFT.

Statische Kennlinien



Anodenstrom, Schirmgitterstrom und Katodenstrom in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

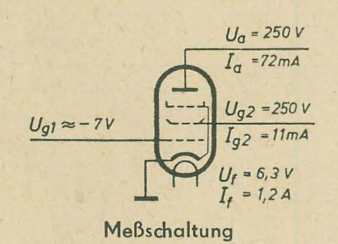
Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung

$U_{g2} = 250$ V

Heizung

Indirekt geheizte Oxydkatode für Wechselstrombetrieb, Parallelheizung.

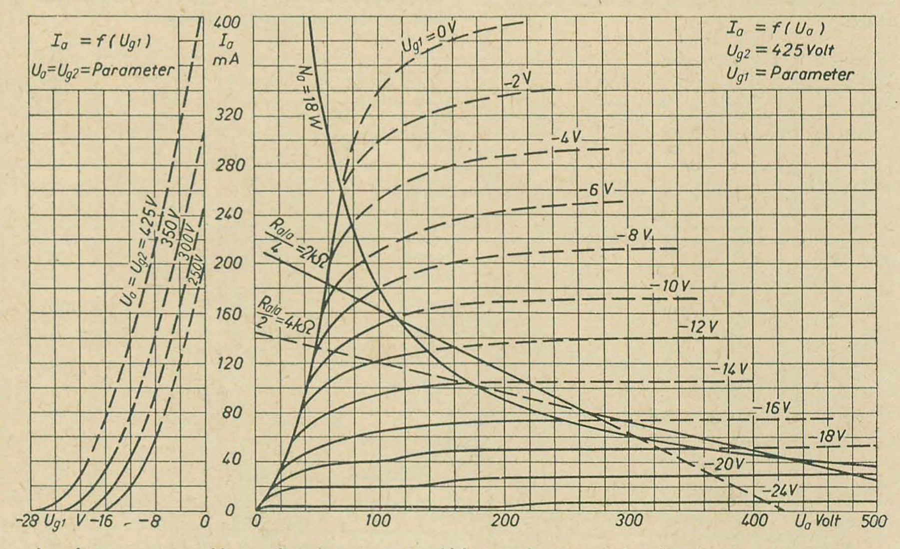
Heizspannung	U_f	6,3 V
Heizstrom	I_f	1,2 A



Meßschaltung

Meßwerte

Anodenspannung	U_a	250	V
Schirmgitterspannung	U_{g2}	250	V
Gittervorspannung	U_{g1}	ca. —7	V
Anodenstrom	I_a	72	mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}	11	mA
Steilheit	S	15	mA/V
Schirmgitterdurchgriff	D_{g2}	5,5	%
Verstärkungsfaktor zwischen Gitter 1 und Gitter 2	$\mu_{g2/g1}$	18,2	
Innenwiderstand	R_i	30	kΩ



Anodenstrom in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung

$U_{g2} = 425$ V

Paralleltypen

Eine der EL 12 N entsprechende Ausführung existiert in Westdeutschland nicht. In der CSR gibt es eine EL 12 n. Die EL 6 spez., die EL 54 und die 4699 von Philips entsprechen in ihren Daten der EL 12 N, haben auch keine Kolbenkappe, besitzen aber einen Außenkontaktsockel.

Betriebswerte als NF-Endverstärker, Eintakt-A-Betrieb

Anodenspannung	U_a	250	V
Schirmgitterspannung	U_{g2}	250	V
Katodenwiderstand	R_k	90	Ω
hierbei Gittervorspannung	U_{g1}	ca. —7	V
Anodenstrom	I_a	72	mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}	11	mA
Steilheit	S	15	mA/V
Innenwiderstand	R_i	30	kΩ
Außenwiderstand	R_a	3,5	kΩ
Sprechleistung	$\mathfrak{N}$	8	W
hierbei Klirrfaktor	k	10	%
hierbei Gitterwechselspannung	$\mathfrak{U}_{g\,eff}$	4,5	V
Empfindlichkeit (Gitterwechselspannung bei $\mathfrak{N}$ = 50 mW)	$\mathfrak{U}_{g(50\,mW)\,eff}$	0,3	V

Betriebswerte für zwei Röhren im Gegentakt-D-Betrieb. Aussteuerung bis zum Einsetzen des Gitterstromes

Die Werte beziehen sich auf Messungen im Eintonverfahren.

Anodenspannung	U_a		425	V
Schirmgitterspannung	U_{g2}		425	V
Gittervorspannung	U_{g1}		—19	V
Außenwiderstand von Anode zu Anode	$R_{a/a}$		5	kΩ
Gitterwechselspannung von Gitter zu Gitter	$\mathfrak{U}_{g/g\,eff}$	0	26	V
Anodenstrom	I_a	2 × 42	2 × 88	mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}	2 × 6	2 × 24	mA
Sprechleistung	$\mathfrak{N}$		42	W
Klirrfaktor	k		7	%

Bei Gegentaktschaltungen müssen getrennte Katodenwiderstände verwendet werden. Zur Vermeidung von ultrakurzen Störschwingungen ist unmittelbar vor das Steuergitter ein Schutzwiderstand von 1000 Ω oder (und) vor das Schirmgitter ein Schutzwiderstand von mindestens 100 Ω zu legen.

Betriebswerte für zwei Röhren im Gegentakt-AB-Betrieb, Aussteuerung bis zum Einsetzen des Gitterstromes

Die Werte beziehen sich auf Messungen im Eintonverfahren. Es müssen getrennte Katodenwiderstände verwendet werden.

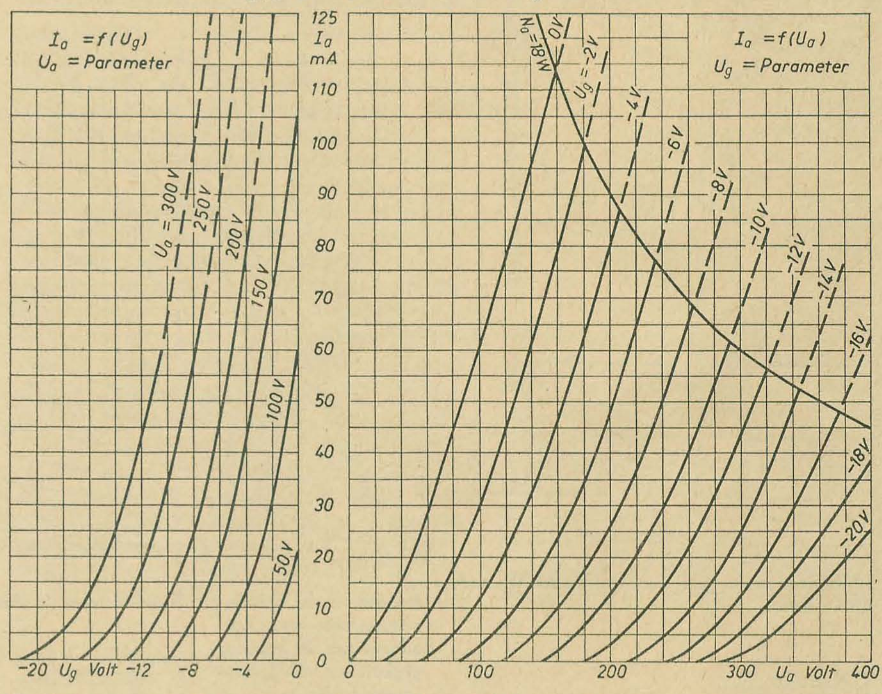
U_a	250		350		375		425		V
U_{g2}	250		350		375		425		V
R_k	2 × 180		2 × 250		2 × 250		2 × 350		Ω
$R_{a/a}$		5		5		6		8	kΩ
$\mathfrak{U}_{g/g\,eff}$	0	14	0	22	0	22	0	25,2	V
I_a	2 × 44	2 × 53	2 × 50	2 × 58	2 × 48	2 × 57	2 × 42	2 × 55	mA
I_{g2}	2 × 6,6	2 × 8,6	2 × 7,4	2 × 13	2 × 8	2 × 15	2 × 7	2 × 12	mA
$\mathfrak{N}$		16		21,5		23		25	W
k		5		6		3,5		4,2	%

Betriebswerte der EL 12 N als Triode geschaltet; Gitter 2 mit Anode verbunden

Die angegebenen Daten sind nur als Richtwerte anzusehen. Die Daten und die Kennlinien hierzu entstammen Messungen von Telefunken an der EL 12 und EL 12 spez.

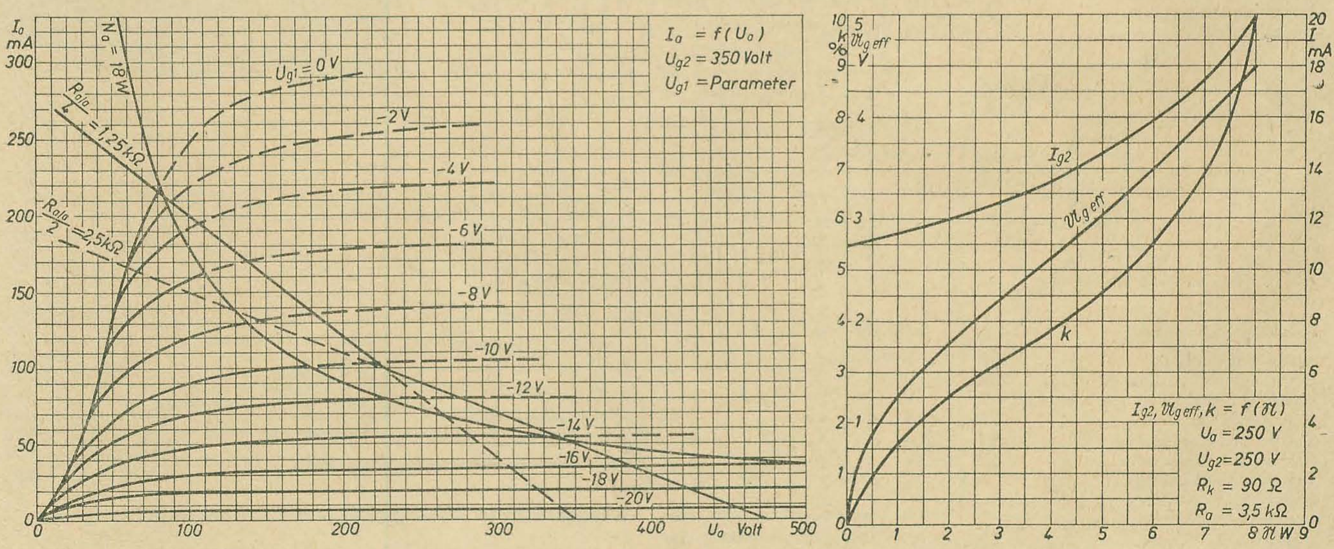
Eintakt-A-Schaltung

Anodenspannung	U_a	250	375	V
Katodenwiderstand	R_k	240	300	Ω
hierbei Gittervorspannung	U_g	ca. —9,5	—16	V
Anodenstrom	I_a	40	50	mA
bei voller Aussteuerung	I_{sd}		52,5	mA
Sprechleistung	$\mathfrak{N}$	2,15	4,5	W
hierbei Klirrfaktor	k	5,9	9	%
hierbei Gitterwechselspannung	$\mathfrak{U}_{g\,eff}$	6,3	11	V



Anodenstrom in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung



Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung, U_{g2} = 350 V

Klirrfaktorkurven, Eintakt-A-Betrieb, U_a, U_{g2} = 250 V

LEHRGANG FUNKTECHNIK

Hörrundfunk

39. Fortsetzung

Von Dipl.-Ing. A. RASCHKOWITSCH

Mit Hilfe der Diagramme im Bild 468 und 469 kann im Bereich der genormten Zwischenfrequenzwerte jedes Gleichlaufproblem bei gegebener Zwischenfrequenz und bekannter Kreiskapazität C_{max} für Lang- und Mittelwellenempfang gelöst werden. Die Diagramme gelten nur für die Gleichlaufschaltung nach Bild 464.

Beispiel: Berechne die Kreiselemente des Vor- und Oszillatorkreises für den Empfangsbereich von rund 500 bis 1600 kHz bei einer Zwischenfrequenz von $f_z = 473$ kHz. Hierzu steht ein Doppeldrehkondensator mit je einer Endkapazität $C_e = 500$ pF und je einer Anfangskapazität von $C_a = 15$ pF zur Verfügung.

Die Kapazitätsvariation des Drehkondensators ist zu groß. Im Vor- und Oszillatorkreis wird daher ein zusätzlicher Paralleltrimmer vorgesehen. Entsprechend dem vorhergehenden Beispiel [RADIO UND FERNSEHEN Nr. 21 (1955) S. 666] erhalten wir für die Vorkreisinduktivität $L = 0{,}186$ mH und für die Kreisendkapazität $C_{max} = 538$ pF (Zusatzkapazitäten $C_z = 23$ pF).

Dem Diagramm im Bild 469 entnehmen wir für die Zwischenfrequenz $f_z = 473$ kHz folgende Werte:

$$\frac{L_0}{L} = 0{,}54; \quad \frac{C_s}{C_{max}} = 0{,}9235;$$

$$\frac{C_p}{C_{max}} = 0{,}0263.$$

Daraus berechnen wir nun die Oszillatorkreiselemente:

$$L_0 = 0{,}54 \cdot L = 0{,}54 \cdot 0{,}186 \approx 0{,}1 \text{ mH}$$

$$C_s = 0{,}9235 \cdot C_{max} = 0{,}9235 \cdot 538 = 495 \text{ pF}$$

$$C_p = 0{,}0263 \cdot C_{max} = 0{,}0263 \cdot 538 = 14{,}2 \text{ pF}.$$

C_p ist nicht die gesamte Parallelkapazität im Oszillatorkreis; sie kommt zu der bereits vorhandenen Zusatzkapazität von 23 pF hinzu.

Die genaue Einhaltung des Kapazitätswertes für den Serienkondensator (Padding) ist bei Mittel- und Langwellen sehr wichtig. Man verwendet daher für die Serienkapazität nur Keramikkondensatoren geringer Toleranz (±1%).

Bei Kurzwellenempfang ist der Wert des Serienkondensators nicht kritisch. Man rechnet mit Werten zwischen 4 und 6 nF. Oft wird hier auf einen Serienkondensator verzichtet, weil die Frequenzabweichungen relativ gering sind und die Bandbreite des Eingangskreises infolge der hohen Empfangsfrequenz ziemlich groß ist. Man engt die Frequenzvariation des Oszillatorkreises lediglich durch Zuschaltung einer Parallelkapazität ein (Zweipunktabgleich).

Automatische Lautstärkeregelung (ALR)

Zweck und Wirkungsweise der ALR

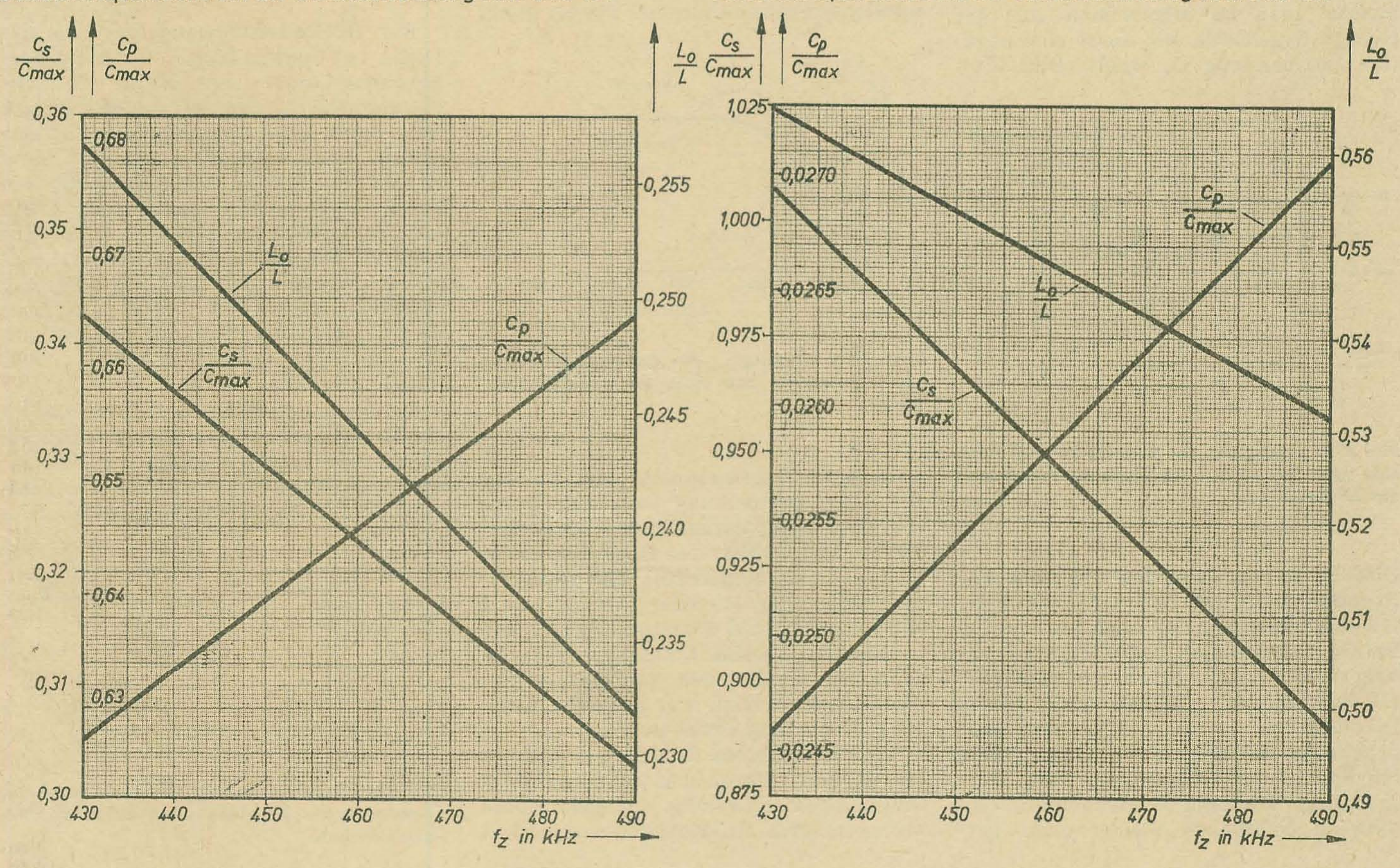
Die automatische Lautstärkeregelung dient in erster Linie dazu, verschieden stark einfallende Fernsender gleich laut zu empfangen, ohne dabei den Lautstärkeregler bedienen zu müssen. Ihre Wirkungsweise beruht darauf, daß die Lautstärke starker Sender selbsttätig heruntergeregelt wird. Gleichzeitig werden auch störende Empfangsschwankungen eines Senders (Schwunderscheinungen, Fading)[1]) wirksam ausgeglichen.

Man verwendet hierzu die verstärkte HF-Eingangsspannung, die durch eine

[1]) Vergleiche später die Ausführungen im Abschnitt „Ausbreitung elektromagnetischer Wellen".

Bild 468: Diagramm zur Ermittlung der Schaltelemente des Oszillatorkreises für den Langwellenbereich (150 bis 400 kHz) im Gebiet genormter Zwischenfrequenzwerte mit der Gleichlaufschaltung nach Bild 464

Bild 469: Diagramm zur Ermittlung der Schaltelemente des Oszillatorkreises für den Mittelwellenbereich (500 bis 1600 kHz) im Gebiet genormter Zwischenfrequenzwerte mit der Gleichlaufschaltung nach Bild 464



Diode gleichgerichtet und über ein RC-Glied gesiebt als negative Gittervorspannung einer oder mehreren HF- und ZF-Regelröhren zugeführt wird [vgl. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 4 (1954) S. 124; Nr. 5 (1954) S. 153 und Nr. 15 (1955) S. 476]. Je größer die HF-Eingangsspannung bzw. die HF-Diodenspannung wird, um so größer ist auch die Regelspannung. Die Röhrenverstärkung wird entsprechend herabgesetzt, und die NF-Ausgangsspannung bleibt praktisch gleich. Die Regelspannung ist lediglich der Trägeramplitude proportional und unabhängig vom Modulationsgrad, so daß schwach und stark modulierte Signale auch bei Regelung verschiedene Lautstärken ergeben, das heißt, die Dynamik der Darbietung bleibt erhalten.

Die Wirksamkeit der automatischen Lautstärkeregelung hängt von der Zahl der geregelten Röhren und deren Kennlinienverlauf sowie von der Größe der Regelspannung ab. Der von Hand betätigte Lautstärkeregler muß jedoch hinter den Demodulator gelegt werden, um die selbsttätige Regelwirkung nicht zu beeinträchtigen.

Die Ansprechzeit der Regelung, das heißt die Zeitkonstante der Siebglieder, muß so klein sein, daß sie auch einem raschen Empfangsschwund folgen kann. Andererseits muß man sie wieder so groß machen, daß die NF-Spannung wirksam kurzgeschlossen wird. Der günstigste Wert liegt bei $R \cdot C = 0{,}1$ bis $0{,}2$ s (zum Beispiel $R = 1\,M\Omega$, $C = 0{,}1\,\mu F$). Werden mehrere Siebglieder verwendet, so gibt man den anderen zweckmäßig eine kleinere Zeitkonstante (zum Beispiel $R \cdot C = 0{,}01$ s).

Regelschaltungen

Zum Gewinnen der Regelspannung benützt man im allgemeinen eine getrennte Regeldiode, die meist eine negative Vorspannung U_v erhält (Bild 470).

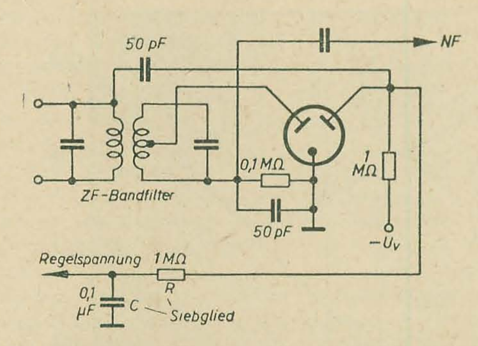


Bild 470: Erzeugung der Regelspannung durch eine getrennte Diodenstrecke an der Primärseite des ZF-Bandfilters

Diese ist so bemessen, daß erst dann eine Regelspannung geliefert wird, wenn die HF-Eingangsspannung einen bestimmten Betrag überschreitet, das heißt, die Regelung setzt verzögert ein (Bild 471). Kleine HF-Spannungen erzeugen noch keinen Diodenstrom, da die Vorspannung (Arbeitspunkt A) zu groß ist. Erst größere HF-Spannungen überwinden die Vorspannung. Dadurch erreicht man, daß schwach einfallende Sender nicht heruntergeregelt werden und die Endstufe voll ausgesteuert wird.

Die Verzögerungsspannung beträgt nur einige Volt und kann ähnlich wie bei der Gittervorspannungserzeugung entweder an einem Katodenwiderstand oder an einem Widerstand in der Minusleitung abgegriffen werden.

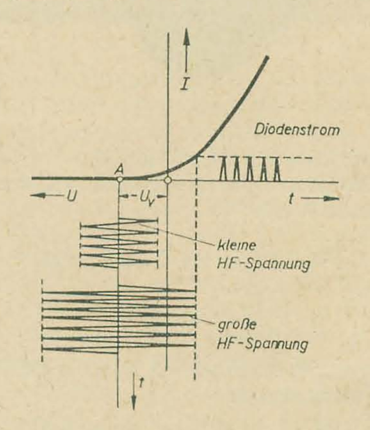


Bild 471: Wirkungsweise der verzögerten Regelspannungserzeugung

Eine andere Möglichkeit, den Einsatz der Regelung zu verzögern, besteht darin, die Regelspannung durch eine besondere, als Schalter wirkende Diode kurzzuschließen (Kurzschlußdiode). Der Kurzschluß wird erst dann aufgehoben, wenn die NF-Spannung erreicht ist, bei der die Regelung einsetzen soll.

Die Wirksamkeit der Regelschaltung wird an Hand der Regelkurve (Regelkennlinie) beurteilt. Sie zeigt die Abhängigkeit der NF-Ausgangsspannung von der am Empfängereingang herrschenden modulierten HF-Spannung (Bild 472). Bei einer guten Regelung setzt bei Vollaussteuerung der Endröhre die bis dahin

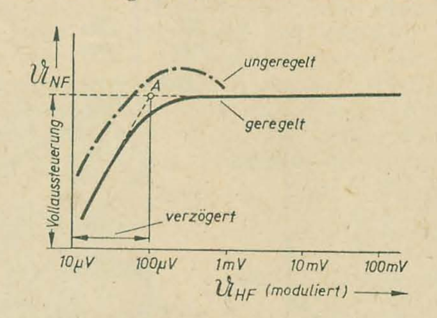


Bild 472: Eingangs- und Ausgangsspannung eines geregelten und eines ungeregelten Empfängers

verzögerte Regelspannung ein, so daß die Ausgangsspannung trotz zunehmender Eingangsspannung nahezu konstant bleibt. Das Fehlen der Regelung macht sich dadurch bemerkbar, daß die Ausgangsspannung schneller anwächst und die Endröhre bald übersteuert wird. Man müßte daher beim Empfang stark einfallender Sender den Lautstärkeregler stets zurückdrehen, was aber die Empfängerbedienung etwas erschwert.

Werden mehrere Röhren geregelt, so ist es zum Vermeiden unerwünschter Kopplungen notwendig, für jede Röhre ein getrenntes RC-Siebglied vorzusehen (Bild 473). Die Regelröhren benötigen unter Umständen keine Gittervorspannung, da diese durch die Regelspannung mitgeliefert wird. Die Katoden liegen daher einfach an Masse. Im allgemeinen regelt man die eingangsseitig gelegenen Stufen, das heißt die HF- und ZF-Röhren, durch Rückführen der Regelspannung (Rückwärtsregelung) etwa im Verhältnis 1:100. Als Grenzwert für die Regelung einer Stufe gilt, daß ihr Regelverhältnis nicht größer sein darf als die eigene Verstärkung. Das bedeutet aber, daß die Regelwirksamkeit in den Anfangsstufen größer sein muß als in den folgenden Stufen, um Übersteuerungen und Verzerrungen zu vermeiden. Das erzielt man am einfachsten durch Verwendung von solchen Regelröhren in den einzelnen Stufen, deren Regeleigenschaften aufeinander so abgestimmt sind, daß bei gleicher Regelspannung die Eingangsstufen stärker regeln als die folgenden Stufen (harmonische Regelung). Bei Röhren gleicher Regelwirksamkeit muß die Regelspannung durch einen hochohmigen Spannungsteiler entsprechend unterteilt werden.

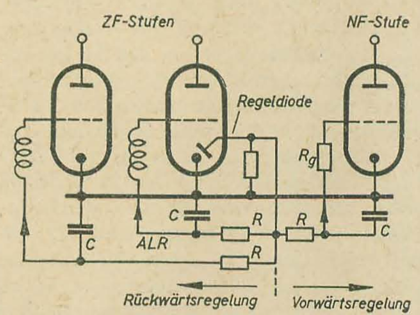


Bild 473: Prinzipschaltung einer mehrfachen Rückwärtsregelung mit zusätzlicher Vorwärtsregelung

Bei Rückwärtsregelung tritt an der Diode bei Schwankungen der Eingangsspannung stets eine kleine restliche Spannungsänderung auf, die erforderlich ist, den Regelvorgang aufrechtzuerhalten. Das ist jedoch wegen der logarithmischen Empfindlichkeit des menschlichen Ohres niederfrequenzmäßig kaum bemerkbar. Will man auch diese Schwankungen ausgleichen, so wendet man gleichzeitig mit der Rückwärtsregelung auch eine zusätzliche Vorwärtsregelung an (Bild 473). Hierbei wird eine auf den Demodulator folgende NF-Stufe leicht mitgeregelt (etwa 1 : 10).

Bei besonders hohen Anforderungen an die Regelkurve, wie es zum Beispiel bei kommerziellen Empfängern der Fall ist, wird die Regelwirksamkeit durch Verstärken der Regelspannung erhöht. Dies

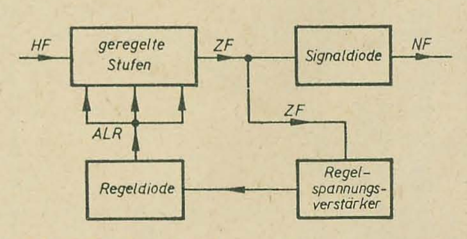


Bild 474: Regeleinrichtung eines kommerziellen Empfängers zur Erzielung einer extrem flachen Regelkennlinie

kann einmal dadurch erzielt werden, daß man eine getrennte ZF-Stufe als Regelspannungsverstärker vorsieht und die verstärkte ZF-Spannung gleichrichtet (Bild 474), oder man nimmt die Gleichrichtung wie üblich vor und verstärkt die gewonnene Regelspannung selbst in einem Gleichspannungsverstärker. In beiden Fällen erhält man höhere Regelspannungen, das heißt, die Regelung wird wirksamer und die Regelkurve flacher.

Berechnung der Regelkurven[1])

Die Betriebsdaten der Regelröhren geben die maximal erzielbare Steilheitsänderung (Regelbereich) und die hierzu benötigte Regelspannung an. Man wird den angegebenen optimalen Regelbereich im allgemeinen nicht überschreiten, weil sonst die Verzerrungen stark ansteigen.

Zur näherungsweisen Berechnung der Regelkurve eines Empfängers geht man am zweckmäßigsten von den Aussteuerungsverhältnissen der Endstufe aus und berechnet zunächst die Verzögerungsspannung. Die zugehörige Empfängerverstärkung wird mit Hilfe der Steilheitskennlinien der geregelten Röhren und ihrer wirksamen Außenwiderstände berechnet und mit dieser die HF-Eingangsspannung ermittelt. Für mehrere HF-Eingangsspannungen durchgeführt, ergibt diese Rechnung die Regelkurve des Empfängers.

Beispiel: Für einen Überlagerungsempfänger (Bild 475) mit folgender Röhrenbestückung ist die Regelkurve zu ermitteln: ECH 81 (Mischröhre), EBF 80 (ZF-Röhre und Duodiode) und ECL 81 (NF-Vor- und Endröhre)[2]). Die Kopplung zwischen den ZF-Stufen erfolgt über kritisch gekoppelte zweikreisige Bandfilter. Der wirksame Kreiswiderstand für die Mischstufe sei mit rund 250 kΩ und für die ZF-Stufe wegen der zusätzlichen Diodendämpfung mit 150 kΩ angenommen. Geregelt werden die Röhren ECH 81 und EBF 80 (Rückwärtsregelung). Die Steilheitskurven der Regelröhren zeigen Bild 477 und 478. Die Diodenkennlinien sind im Bild 476 dargestellt.

Die Endröhre ECL 81 hat bei Vollaussteuerung einen Gitterwechselspannungsbedarf von 3,7 V, und die Verstärkung des Triodensystems ist rund 40fach. Die Regelung soll bis etwa $^1/_3$ aufgedrehten Lautstärkeregler und voll ausgesteuerter Endröhre verzögert sein. Diese Annahme entspricht dem Empfang schwacher Sender bei voll aufgedrehtem Regler. Die Berechnung wird mit 30% modulierten HF-Spannungen durchgeführt (mittlerer Modulationsgrad).

Entsprechend den obigen Daten ergibt sich für das Triodengitter der ECL 81 ein Gitterwechselspannungsbedarf von 3,7 V/40 = 0,09 V. Am Diodenbelastungswiderstand ist aber, wegen des nur zu $^1/_3$ aufgedrehten Lautstärkereglers, die dreifache NF-Spannung nötig: $U_{NF} \approx 0{,}3$ V.

Aus Bild 476 erhalten wir für die ZF-Spannung an der Diode $U_{ZF} = 1{,}2$ V. Bei dieser ZF-Spannung entsteht gleichzeitig eine Regelspannung von rund 2 V. Da die Regelung bis hierher verzögert sein soll, so muß die Diodenvorspannung $U_v = -2$ V sein (Abgriff am Katodenwiderstand der EBF 80). Die wirksame Regelspannung ist dann Null.

Aus Steilheit und wirksamem Außenwiderstand lassen sich die Stufenverstärkungen der geregelten Röhren berechnen. Dabei ist zu beachten, daß die beiden Röhren eine feste Anfangsvorspannung von $U_{g1} = -2$ V haben. Dieser Gittervorspannung entsprechen nach Bild 477 bzw. 478 eine Mischsteilheit $S_c = 0{,}8$ mA/V und die Steilheit $S = 2{,}2$ mA/V. Damit erhalten wir bei Berücksichtigung des Innenwiderstandes für die Verstärkung der ZF-Röhre:

$$|\mathfrak{V}| = \frac{1}{2} S \frac{R_a R_i}{R_a + R_i}$$

$$= \frac{1}{2} \cdot 2{,}2 \cdot \frac{150 \cdot 1500}{150 + 1500} = 150,$$

und für die Mischverstärkung:

$$|\mathfrak{V}_c| = \frac{1}{2} S_c \frac{R_a R_i}{R_a + R_i}$$

$$= \frac{1}{2} \cdot 0{,}8 \cdot \frac{250 \cdot 1000}{250 + 1000} = 80.$$

Für die gesamte ZF-Verstärkung ergibt sich somit:

$$|\mathfrak{V}_z| = |\mathfrak{V}_c| \cdot |\mathfrak{V}| = 80 \cdot 150 = 12000.$$

Die am Gitter der Mischröhre zur Vollaussteuerung der Endröhre benötigte HF-Spannung ergibt sich zu $U_{HF} = 1{,}2$ V/12000 = 0,1 mV. Führt man diese Rechnung für die doppelte NF-Diodenspannung durch ($U_{NF} = 0{,}6$ V), so ergibt sich jetzt entsprechend Bild 476 eine wirksame Regelspannung von $U_R' = U_R - U_v = -3{,}2 + 2{,}0 = -1{,}2$ V. Die Regelröhren erhalten eine höhere Gittervorspannung von $U_{g1}' = U_{g1} + U_R' = -3{,}2$V, so daß Steilheit und Verstärkung entsprechend abnehmen. Die gesamte ZF-Verstärkung beträgt nun $|\mathfrak{V}_z| = 7500$, und die erforderliche HF-Eingangsspannung errechnet sich zu $U_{HF} = 2$ V/7500 = 0,27 mV (vgl. Tabelle XXIV). So erhalten wir den Punkt 2 der Regelkurve.

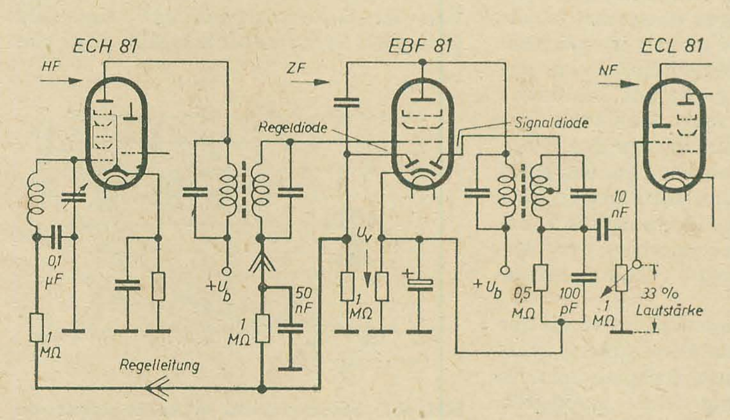


Bild 475: Schaltungsbeispiel einer verzögert geregelten Misch- und ZF-Stufe. Die Verzögerung entsteht durch die positive Spannung der Katode der EBF 80

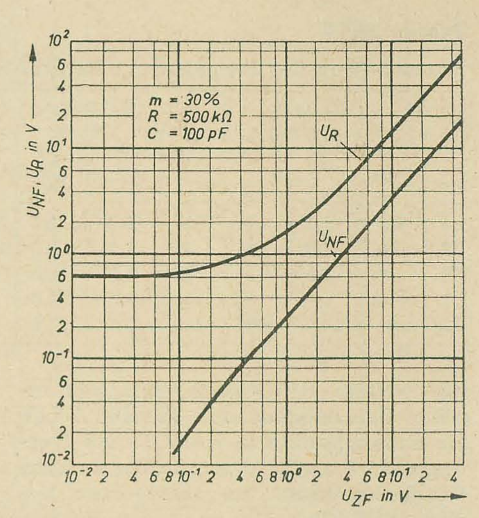


Bild 476: Demodulationskennlinien der Diodensysteme der EBF 80 (NF- und Regelspannung in Abhängigkeit von der ZF-Spannung)

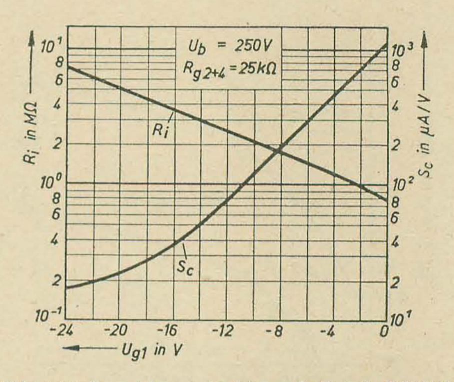


Bild 477: Regeldaten der Heptode-Triode ECH 81 (Mischsteilheit und Innenwiderstand in Abhängigkeit von der Gittervorspannung)

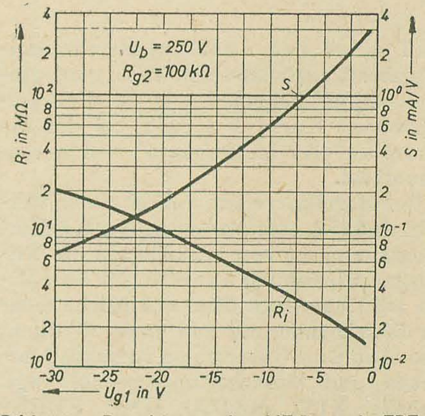


Bild 478: Regeldaten der HF-Pentode EBF 80 (Steilheit und Innenwiderstand in Abhängigkeit von der Gittervorspannung)

[1]) Vergleiche auch W. Taeger, Automatische Verstärkungsregelung, RADIO UND FERNSEHEN Nr. 9 (1955) S. 264 bis 267.

[2]) Die ausführlichen Betriebsdaten dieser Röhren sind in der Rubrik Röhreninformationen erschienen. Vergleiche DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr. 4 (1953) S. 119 bis 122 (ECH 81) und Nr. 11 (1953) S. 345/346 (EBF 80).

Tabelle XXIV

Berechnung der Regelkurve für die Schaltung nach Bild 475.

	Diode			ZF-Röhre				Mischröhre				$\lvert\mathfrak{V}_z\rvert$	U_{HF} in mV
	U_{NF} in V	U_{ZF} in V	$-U_R'$ in V	$-U_{g1}$ in V	S in mA/V	R_i in MΩ	$\lvert\mathfrak{V}\rvert$	$-U_{g1}$ in V	S_c in mA/V	R_i in MΩ	$\lvert\mathfrak{V}_c\rvert$		
1	0,3	1,2	0	2	2,2	1,5	150	2	0,8	1,0	80	12000	0,1
2	0,6	2,0	1	3	1,8	2,0	125	3	0,6	1,1	60	7500	0,27
3	1,2	4,0	3	5	1,3	2,5	92	5	0,4	1,2	40	3800	1,05
4	2,5	9,0	8	10	0,6	4,0	45	10	0,12	2,0	13	600	15,0
5	5,0	16,0	22	24	0,1	15,0	7,5	24	0,02	7,0	2	15	1000

Für weitere NF-Diodenspannungen ergeben sich entsprechend Tabelle XXIV die Kurvenpunkte 3, 4 und 5. Der Kurvenpunkt 6 ergibt sich aus dem linearen Kennlinienverlauf im verzögerten Bereich (Bild 479).

Die Regelkurve a im Bild 479 ist jedoch praktisch nicht verwertbar, da die Endröhre größtenteils übersteuert ist. Man

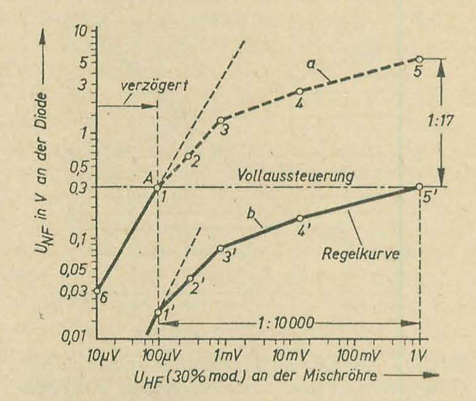


Bild 479: Berechnete Regelkurve zum Schaltungsbeispiel nach Bild 475

muß daher den Lautstärkeregeler entsprechend zurückdrehen. Dies wird grafisch durch Zeichnen der parallel verschobenen Kurve b erzielt, bei der die Endröhre erst im Punkt 5' voll ausgesteuert ist.

Der Regelkurve kann entnommen werden, daß sich eine Änderung der HF-Eingangsspannung von 1:10000 auf die NF-Ausgangsspannung nur etwa im Verhältnis 1:17 auswirkt. Dies entspricht einer Lautstärkeänderung von rund 25 Phon, also etwa dem Unterschied zwischen Uhrticken und Unterhaltungssprache [vgl. Tabelle XIX, RADIO UND FERNSEHEN Nr. 4 (1954) S. 123]. Die Regelung wird bei kleinerer NF-Vorverstärkung, zum Beispiel bei gegengekoppelter NF-Vorröhre, wesentlich wirksamer, das heißt, die Regelkurve verläuft flacher.

Verstimmungen beim Regelvorgang (Frequenzverwerfung)

Die Änderungen der Gittervorspannung und der Röhrensteilheit beeinflussen die Eingangskapazität der geregelten Röhre [vgl. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 11 (1954) S. 343]. Insbesondere wird die Raumladung zwischen Gitter und Katode geändert und damit die Gitter-Katodenkapazität bis zu einigen Pikofarad beeinflußt. Der Einfluß der Gitter-Anodenkapazität ist bei Regelpentoden meist vernachlässigbar (< 1 pF).

Die Verstimmungsgefahr ist um so größer, je kleiner die Schwingkreiskapazität, das heißt je höher die Resonanzfrequenz ist. Um diese Verstimmung zu vermeiden, ist es zweckmäßig, das Gitter an eine Spulenanzapfung des Abstimmkreises zu legen und damit die Rückwirkung der Eingangskapazität auf den Schwingungskreis klein zu halten.

Hilfsschaltungen in modernen Empfängern

Moderne Empfänger weisen mehr oder weniger verwickelte Hilfsschaltungen auf, deren Aufgabe es ist, die Bedienung des Empfängers möglichst zu erleichtern. Sie haben mit dem eigentlichen Empfangsvorgang nichts zu tun. Eine solche Hilfseinrichtung stellt bis zu einem gewissen Grade auch die automatische Lautstärkeregelung dar.

Abstimmanzeige

Eine der ältesten und weitverbreitetsten Hilfseinrichtungen dieser Art ist die Abstimmanzeige. Sie dient zur optischen Kontrolle der Empfängereinstellung, damit der Empfänger genau auf Bandmitte abgestimmt werden kann. Man kann aber mit Hilfe der Abstimmanzeige den Empfänger auch lautlos abstimmen, das heißt bei zugedrehtem Lautstärkeregler den Sender einstellen und dadurch die Störgeräusche beim Durchdrehen der Abstimmung vermeiden (Stummabstimmung).

Die Abstimmanzeige wird meist mit der automatischen Lautstärkeregelung verbunden. Man kann zum Beispiel dazu die Anodenstromänderung der geregelten Röhren heranziehen. Ein in die Anodenzuleitung der Regelröhre eingeschaltetes Milliamperemeter zeigt bei Abstimmung auf Bandmitte ein Minimum an, da in diesem Falle die Trägeramplitude und damit die Regelspannung am höchsten sind.

Im allgemeinen verwendet man heute zur Abstimmanzeige sogenannte Abstimmanzeigeröhren („magisches Auge"). Dies sind im Prinzip kleine Katodenstrahlröhren, auf deren Leuchtschirm helle und dunkle Sektoren erscheinen. Den grundsätzlichen Aufbau und Schaltung einer solchen Abstimmanzeigeröhre stellt Bild 480 dar. Die rechte Seite, bestehend aus Leuchtschirm, Steuerstegen, Anzeigegitter und Katode, dient zur Bündelung des Elektronenstromes und zum Erzeugen der Leuchtfigur. Dazu erhält der Leuchtschirm eine hohe positive Betriebsspannung von mindestens 100 V.

Die Steuerung des Leucht- bzw. Schattenwinkels, dessen Größe ein Maß für die Abstimmung ist, erfolgt durch ein im gleichen Kolben eingebautes Triodensystem. Dem Steuergitter wird die nicht verzögerte Regelspannung des Empfängers zugeleitet. Mit steigender Gittervorspannung nimmt der Anodenstrom ab

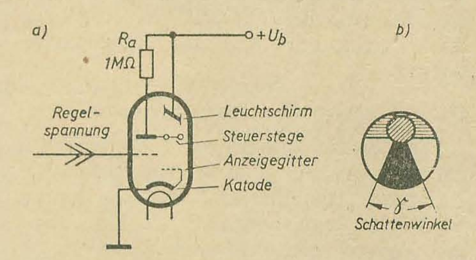


Bild 480: Aufbau und Schaltung einer modernen Abstimmanzeigeröhre
a) Schaltung, b) Leuchtfigur

und die Anodenspannung zu, da am Anodenwiderstand R_a ein kleinerer Spannungsabfall entsteht. Steuerstege und Triodenanode sind miteinander verbunden, so daß auch die Spannung der Steuerstege bei größerer Gittervorspannung steigt. Der Leuchtwinkel wird um so größer, je kleiner die Spannungsdifferenz zwischen Leuchtschirm und Steuerstegen ist, das heißt, bei richtiger Abstimmung wird der Leuchtwinkel ein Maximum bzw. der Schattenwinkel ein Minimum sein.

Die Kennlinie einer Abstimmanzeigeröhre (Schattenwinkel in Abhängigkeit von der Gittervorspannung) zeigt Bild 481. Der Schattenwinkel läßt sich von

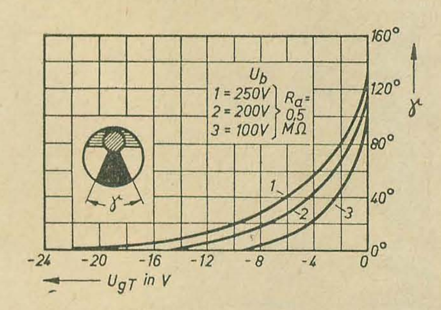


Bild 481: Schattenwinkel in Abhängigkeit von der Steuerspannung für verschiedene Betriebsspannungen (EM 71)

nahezu Null (hell) bis etwa 120° verändern (dunkel), womit ein ausreichender Bereich zur Verfügung steht, um die Abstimmung sowohl starker als auch schwacher Sender anzuzeigen. Man hat jedoch zur einwandfreien Anzeige auch schwächster Sender Doppelbereichsanzeigeröhren mit einem zusätzlichen empfindlicheren Anzeigebereich (zweites Triodensystem) zur genauen Abstimmung auf schwache Sender entwickelt.

Dieses Triodensystem hat einen kleineren Durchgriff; dadurch ist der Anodenstrom schon bei ziemlich kleiner Regelspannung zu Null geworden, und die Anode sowie die zugehörigen Steuerstege haben das volle Pluspotential.

Wird fortgesetzt

Literaturkritik und Bibliographie

L. Klinker

UKW-Fernempfangsbeobachtungen — Ihre Bedeutung für Meteorologie und Funktechnik

Abhandlungen des Meteorologischen und Hydrologischen Dienstes der DDR Nr. 35 (Band V)
Akademie-Verlag, 1955
68 Seiten, 36 Bilder, broschiert 12,50 DM

Die Frage nach den Zusammenhängen zwischen der Ausbreitung ultrakurzer Wellen und den meteorologischen Zustandsgrößen auf der Übertragungsstrecke ist für den Hochfrequenztechniker und den Meteorologen gleichermaßen interessant. Sind diese Zusammenhänge bekannt und mathematisch formulierbar, so gestatten sie Vorhersagen über die zu erwartenden Feldstärken in Abhängigkeit von der Entfernung und der Witterung und über die Größe der auftretenden Schwankungen. Umgekehrt kann diese Kenntnis wesentlich für die meteorologische Forschung und Praxis sein, da bei den zahlreichen zur Verfügung stehenden Sendern eine kontinuierliche Überwachung der unteren Atmosphäre über einen größeren Raum ohne wesentlichen technischen Aufwand möglich ist.

In der Arbeit werden nach einer kurzen Darstellung der theoretischen Grundlagen für die Berechnung von Brechungs- und Beugungserscheinungen in Abhängigkeit von den meteorologischen Zustandsgrößen mehrjährige Ausbreitungsuntersuchungen von verschiedenen UKW-Sendern mit unterschiedlichen Entfernungen über Land und See mit den jeweils vorhandenen Witterungsvorgängen verglichen und zumindest qualitative Zusammenhänge gezeigt.

Die aufgeführten Formeln sind dem Hochfrequenztechniker bekannt und wohl mehr für den Meteorologen als Einführung in die mathematische Behandlung gedacht. Da, wie gezeigt wird, häufig Inversionen auftreten, die Anlaß von partiellen Reflexionen und damit von Feldstärkevariationen sein können, wäre es vielleicht wünschenswert gewesen, wenn der Verfasser auch auf die theoretische Behandlung solcher Ausbreitungsvorgänge kurz eingegangen wäre. Die Darstellung der Zusammenhänge zwischen den beobachteten Feldstärken und dem jeweiligen Witterungszustand ist klar und überzeugend. Sie zeigt, daß die Ausbreitungsvorgänge ein empfindlicher Indikator für Strukturänderungen der unteren Atmosphäre sind, und sollten Anlaß sein, die hier gegebenen Möglichkeiten für die Meteorologie zu nutzen. Andererseits werden dem Hochfrequenztechniker, der mit meteorologischen Vorgängen im allgemeinen nicht so eingehend vertraut ist, neben der wissenschaftlichen Erkenntnis weitere Unterlagen für den Ausbau des UKW-Versorgungsnetzes und eventuelle Überbrückung großer Entfernungen in die Hand gegeben.

Die Arbeit ist so ein nützlicher Beitrag für die Klärung der noch zahlreichen offenen Fragen der Ausbreitung und der Klimatologie.

Dr. Schünemann

Peter Marcus

Kleine Fernsehempfangs-Praxis

Zweite Auflage
Franzis-Verlag, München, 1955
192 Seiten, 189 Bilder
Sonderausgabe aus der Radio-Praktiker-Bücherei

Das bekannte Büchlein setzt sich auch in der zweiten Auflage zum Ziel, unter Verzicht auf mathematische Hilfsmittel eine möglichst exakte Darstellung des modernsten Standes der Fernsehempfängerpraxis zu vermitteln. Man kann es dem Verfasser, einem anerkannten Fachmann aus der Fernsehentwicklung, bescheinigen, daß dieses Ziel erreicht wurde.

Wie es sich für ein gutes Fernsehbuch gehört, steht am Anfang eine Erläuterung des Abtastvorgangs und der Umwandlung des Bildes in elektrische Signale. Dabei ist das Bild 2 auf Seite 6 ein wenig zu weit ins „Populäre" abgerutscht, denn es steht in seiner etwas kindlichen Darstellung der Bildzerlegung in einem gewissen Gegensatz zum Text, der bis zur dritten Seite immerhin schon Begriffe wie „Rücklauf", „Schwarzwert", „Raster" und „Austastgemisch" verwendet, sich also einer durchaus technischen Terminologie bedient. Um gleich einen weiteren — für den lernenden Anfänger und Techniker zwar nicht allzu wichtigen, im Interesse einer künftigen Verbesserung aber doch erwähnenswerten — Mangel vorwegzunehmen: Eine konsequentere Beachtung der Gesetze der deutschen Rechtschreibung einerseits und eine exakte Formulierung mancher technischen Vorgänge und Anlehnung an allgemein übliche Bezeichnungen andererseits hätte man an einigen Stellen anstreben sollen. Es ist zum Beispiel nicht richtig, „Reflektionen" und „Braun'sche Röhre" zu schreiben, und die Ausdrucksweise „Elektrizität ist nicht kontinuierlich, sie hat eine Struktur" könnte man fast als Stilblüte bezeichnen. Was die technischen Formulierungen anbelangt, scheint es nicht empfehlenswert, den üblichen Begriff „Antennengewinn" plötzlich durch „Aufschaukelung" zu ersetzen, oder die unter dem Namen „Kaskodeverstärker" bekannte Eingangsschaltung auf Seite 41 mit „Kaskadenschaltung", sonst aber mit „Cascode-Schaltung" zu bezeichnen. Als ein Verstoß gegen DIN 40015 ist es zu werten, wenn von der Videofrequenz als „Niederfrequenz" oder „Bild-Nf" gesprochen wird. Man soll nun schon bei dem nicht sehr schönen Fremdwort bleiben; 5,5 MHz zur „Nf" zu erklären, dürfte jedenfalls selbst einem eingefleischten Mikrowellenspezialisten schwerfallen.

Diese kritischen Bemerkungen wurden deshalb an den Anfang gestellt, weil an der Gliederung des Stoffes und dessen Auswahl ebensowenig auszusetzen ist wie am didaktischen Wert des Buches und an seiner Aktualität. Nach einer Erläuterung der CCIR-Empfehlungen werden an Hand sehr guter Bilder Auflösungsvermögen und Störungen durch Rauschen, Impulse, Interferenz und Geister beschrieben. Die Erklärung des Kellfaktors könnte ausführlicher sein. Im Abschnitt B werden dann die Antennen, die Eingangsschaltung (Gegentakt-KB- und -GB-Schaltung, Pentodeneingang und Kaskodestufe) unter besonderer Berücksichtigung der höheren Frequenzbänder, weiterhin der ZF-Verstärker, der Demodulator und die Videoendstufe behandelt, wobei den Problemen der Kontrast- und Helligkeitsregelung, der automatischen Verstärkungsregelung und der Übertragung der mittleren Bildhelligkeit und des Schwarzwertes besondere Aufmerksamkeit gewidmet wird. Abschnitt C beschreibt nach Gegenüberstellung der beiden Verfahren zur Wiedergewinnung des Tones besonders eingehend das Intercarrierverfahren. Im Abschnitt D werden Impulsabtrennung, Störbegrenzung und die Oszillatorschaltungen für die Kippgeräte besprochen, Diesem in anderen Veröffentlichungen mitunter etwas vernachlässigten Kapitel (Oszillatorschaltungen, Synchronisation und Ablenkendstufen) sind hier allein 75 Seiten gewidmet. Diese Tatsache — besonders wegen der auch durchweg geglückten unkomplizierten und doch technisch einwandfreien Darstellung, die durch viele sehr gute Bilder in Form von Oszillogrammen, Schirmbildfotos und grafischen Darstellungen außerordentlich unterstützt wird — machen das Buch gerade für den Anfänger sehr wertvoll.

Im Teil „Bildröhren und Strahlsteuerung" werden auch die Wirkung von Kontrastfiltern sowie Bildverzerrungen besprochen. Nach dem Abschnitt F, der den Aufbau der Stromversorgungsteile und, wiederum durch Bilder erläutert, die Wirkung von Netzbrumm und schlechter Entkopplung der einzelnen Stufen gegeneinander zeigt, wird das Buch durch einen kurzen Nachtrag (Stand November 1954) beschlossen, der die verzögerte Regelung im Fernsehempfänger, die Methode der getasteten Regelung und einige besonders wirksame Störsperren (noise-inverter und noise-gate) beschreibt. Alles in allem: ein ausgezeichnetes Werk, das dem Fernsehnachwuchs und auch den „alten Hasen" vieles zu geben vermag.

Einige Fehler sollten bei einer weiteren Neuauflage ausgemerzt werden, so zum Beispiel auf Seite 29 (Band I liegt zwischen 47 und 68 MHz und nicht 168 MHz); weiter ist die Gegenüberstellung der Bilder 25 und 27 (Seite 35) falsch, da der Antennengewinn bei Bild 27 nicht berücksichtigt ist. Und ein Hinweis noch: Eine „Ostzone" (Fußnote S. 12) existiert seit 1949 nicht mehr; auch Techniker sollten an solchen Tatsachen nicht vorübergehen.

Kuckelt

Elektronische und magnetische Steuerungen und Regelungen in der Antriebstechnik

Zweite, verbesserte Auflage
Herausgegeben vom Wissenschaftlichen Ausschuß des VDE
VDE-Verlag, Wuppertal und Berlin, 1955
124 Seiten, 176 × 245 mm

Wenn eine Sammlung von Tagungsvorträgen — noch dazu in der kurzen Zeit von zwei Jahren — in einer zweiten, praktisch unveränderten Auflage erscheint, so dürfte das als der beste Beweis dafür anzusehen sein, daß der Inhalt nicht nur vorübergehenden Wert besitzt. In den Vorträgen der Fachtagung des VDE 1952 werden von namhaften Fachleuten der Regelungstechnik in anschaulicher Weise eine Reihe akuter Fragen aus dem Gebiete der Antriebsregelung behandelt, deren Wert noch durch die klare Systematik in der Anlage und der Reihenfolge der Vorträge erhöht wird.

In der ersten Gruppe der Vorträge werden einleitend von O. Mohr die physikalischen Grundlagen elektromagnetischer, dielektrischer und elektronischer Verstärker behandelt. Der Vortrag ist wegen seiner übersichtlichen und klaren Darstellung zur Einführung in das Gebiet hervorragend geeignet. J. Irtenkauf berichtet dann über elektronische Steuerungen für Werkzeugmaschinen, wobei technische und wirtschaftliche Vergleiche von mechanischen, hydraulischen und elektrischen Antrieben mit Kontakten und mit Röhren gezogen werden. Anschließend behandelt W. Oppelt in seiner bekannten klaren und knappen Darstellung die Merkmale einer Regelung, insbesondere das dynamische Verhalten von Regler und Regelstrecke sowie Untersuchungen über Stabilitätsfragen mit dem Ziel, Hinweise für die Auswahl von Regelgeräten in der Antriebstechnik zu geben. Über gittergesteuerte Gleichrichter und ihre Anwendung bei Antrieben berichtet A. Grün, wobei auch auf Sonderschaltungen mit Strombegrenzung, Drehmomentregelung, insbesondere für Werkzeugmaschinen, eingegangen wird. Ergänzend dazu wird das Gebiet der gesteuerten Gleichrichter höherer Leistung, beispielsweise für Walzenstraßen, Kalander und andere, von H. Schirmer behandelt; hierbei werden eingehend die Fragen der Rückwirkung auf das Netz, besonders bei schweren Umkehrantrieben, besprochen.

In der zweiten Gruppe werden von R. Jovy zahlreiche Beispiele elektronisch gesteuerter Stromrichteranlagen gebracht, wobei Antriebe für Werkzeugmaschinen, Textilmaschinen mit Gleichlaufregelung, Elektrowickler, Beleuchtungsregler, Temperaturregler und andere gezeigt werden. In der dritten Gruppe behandelt J. Förster Antriebe mit Verstelltransformatoren und Trockengleichrichtern, Antriebe mit magnetischen Verstärkern und elektronischen Verstärkern, wobei eine interessante Gegenüberstellung der verschiedenen Verstärker einschließlich hydraulischer und Kontaktverstärker hinsichtlich Verstärkung, Zeitkonstante und Güteziffer Beachtung verdient. Besondere Aufmerksamkeit wird auch hier den Umkehrantrieben gewidmet.

Durch den geschickten Aufbau und die Anlage der Vorträge wird dem Anfänger ein guter Überblick über das aktuelle Gebiet der Antriebsregelungen geboten, die vielen, gut bebilderten Beispiele und Vergleiche werden aber auch dem Praktiker viel bringen. Besonders hervorzuheben ist, daß das Ganze nicht als lose Aneinanderreihung einzelner Vorträge, sondern als geschlossene Einheit wirkt. — Ein bescheidener Wunsch für eine dritte Auflage wäre lediglich die Ergänzung durch ein Stichwortverzeichnis, das den Wert des Buches als Nachschlagewerk erhöhen würde.

Wagner

Chronik der Nachrichtentechnik

Von Dipl.-Ing. HANS SCHULZE-MANITIUS

1880

Sawyer faßt in einer Abhandlung im „Scientific American" erstmalig die technischen Schwierigkeiten zusammen, die sich zu seiner Zeit einer Lösung des Fernsehproblems entgegenstellten und die darin bestanden, daß das Selen eine gewisse Trägheit besitze, daß es notwendig sei, das zu übertragende Bild in mindestens 10000 Bildelemente zu zerlegen, daß ein Lichtrelais fehle, das auf die geringen Widerstandsänderungen des Selens anspricht, und daß ferner ein befriedigendes Synchronisierungssystem fehle. Er selbst gab ein Verfahren zur Bildübertragung an, das er selbst aber noch nicht als eine brauchbare Lösung des Fernsehproblems ansah. Das Bild sollte auf eine Selenspirale projiziert und mit einer in schnelle Spiralbewegung versetzten Röhre von kleinem Durchmesser (vermutlich vom Querschnitt eines Bildpunktes) abgetastet werden. Als Bildschreiber wollte er eine synchron mit dem Geberröhrchen umlaufende Geißlersche Entladungsröhre verwenden, doch war er sich selbst klar darüber, daß sein Vorschlag nur eine theoretische Bedeutung besaß.

14. 6. 1880

Der Generalpostmeister Heinrich Stephan erläßt einen Aufruf zur Beteiligung an einem Fernsprechverkehr in Berlin. Sechs Monate nach diesem Aufruf hatten sich nicht mehr als 94 Teilnehmer gemeldet. Trotzdem ließ Stephan für diese eine Telefonanlage ausführen.

1. 7. 1880

Carl Lorenz bezieht, nachdem er sich von Wilhelm Horn getrennt hat, eine eigene Werkstatt. Den ersten größeren Auftrag erhielt er von der 1867 vollendeten Berlin-Görlitz-Eisenbahn, einer Gründung von Strousberg. Diese Werkstatt wurde von Lorenz mit einem Gehilfen eröffnet. Sein zweiter Gehilfe war sein Bruder Alfred, der bald Werkmeister wurde, da das Unternehmen schnell wuchs. In der Hauptsache wurden Morseapparate gebaut, die infolge einer überaus genauen Kontrolle durch Lorenz persönlich bald bekannt wurden. Es wurden auch Apparate für die noch junge Starkstromtechnik gefertigt, insbesondere Bogenlampen nach dem System Hefner-Alteneck.

20. 7. 1880

In Zürich wird das erste schweizerische Fernsprechamt eröffnet.

12. 9. 1880

Werner von Siemens erhält das Patent auf einen elektrisch betriebenen Pflug. Er wollte damit unter anderem Gräben für Kabelleitungen ziehen und hatte somit als erster den Gedanken einer Kabellegemaschine.

11. 10. 1880

A. G. Bell führt der Pariser Akademie der Wissenschaften sein Photophon vor. Er erhielt dafür den Volta-Preis.

Ende 1880

Das Internationale Telegrafenbüro in Bern verzeichnet für die einzelnen Länder folgende Anzahl von Telegrafenanstalten:

10021 in Deutschland (einschließlich Bayern und Württemberg)
2554 in Österreich
772 in Belgien
281 in Dänemark
5476 in Frankreich (mit Korsika)
5433 in Großbritannien und Irland
88 in Griechenland
996 in Ungarn
2324 in Italien
249 in Norwegen
396 in den Niederlanden
203 in Rumänien
2621 in Rußland
62 in Serbien
784 in Schweden
1108 in der Schweiz

Ende 1880

In Preußen sind drei Jahre nach Errichtung des ersten Telefonamtes bereits 1126 Postämter mit Telefonbetrieb versehen.

Außerdem gab es in Deutschland 2816 Eisenbahntelegrafenstationen, die zur Annahme und Beförderung von Privattelegrammen berechtigt waren.

1881

Der preußische Staat beginnt mit der Verlegung von kleinen Unterseekabeln für den eigenen Gebrauch in der Nord- und Ostsee. In diesem Jahre wurde das nur 472 km lange Kabel Hoyer-Westerland-Arendal zwischen Preußen und Norwegen verlegt.

1881

Der kroatische Physiker Nikola Tesla macht in Budapest seine erste wichtige Erfindung, indem er den Grundgedanken des Drehfeldes und des darauf beruhenden „Drehstrommotors" findet, der sich dann über die ganze Erde verbreitete. Zur Ausnutzung seiner Ideen ging er zunächst nach Frankreich.

1881

M. Senlecq veröffentlicht eine neue Lösung seines Télectroscops, bei der er seinen ersten Vorschlag von 1877 mit dem Vorschlag Careys von 1875 und 1888 gewissermaßen vereinigte. Er wollte das zu übertragende Bild auf eine Zellenrastertafel projizieren, die aus einer Kupferplatte mit je einer Bohrung für jedes Bildelement bestand, wobei diese Bohrungen mit Selen ausgefüllt waren und im Inneren Gegenelektroden besaßen, die mit den Kontakten eines mechanischen Verteilers verbunden waren. Die mit einer Kontaktreihe verbundenen einzelnen Selenzellen wurden durch eine an einem auf einer Schiene gleitenden Schlitten befestigten Kontaktbürste nacheinander über eine Batterie an einen Übertragungskanal gelegt, während eine zweite Kontaktbürste des Schlittens gleichzeitig über eine zweite Leitung Stromimpulse auf einen Elektromagneten gab, dessen Anker wie bei den früheren Zeigertelegrafen durch ein Steigrad den Kontaktarm eines Verteilers auf der Empfangsseite bewegte. Dadurch wurden die Bildströme zu Platinspitzen geleitet, die sich in einer Hartgummiplatte lagengleich zu den Selenzellen der Geberplatte befanden und auf einem chemisch präparierten Papier proportional den Helligkeitswerten der Bildelemente unterschiedliche Färbungen hervorriefen. Da er auch Bilder mit zeitlich veränderlichem Inhalt übertragen wollte, sollten auf der Empfangsseite die vom Verteiler kommenden Leitungen frei enden, wobei er hoffte, daß entsprechend der Menge der ankommenden Ströme diese Drahtenden, die er mit dem negativen Pol verband, stärker oder schwächer aufleuchten sollten. Vermutlich wollte er diese ganze Anordnung in ein evakuiertes Glasgefäß einschließen. Wenn auch dieser Vorschlag durch die Eigenschaften der Selenzellen praktisch undurchführbar war, so war er nach Ansicht von Korn und Glatzel doch der erste „Phototelegraph", dessen praktische Ausführung möglich schien. Daß er mit dem Bildzerleger einen Synchronisierimpulsgeber kuppeln wollte, war an seinem Vorschlag neu.

1881

Der englische Physiker J. A. Fleming geht als Professor für Mathematik und Physik nach Nottingham.

1881

Der Physiker Ader in Paris stellt auf der Pariser elektrischen Ausstellung ein Mikrofon aus, das großes Aufsehen erregte, weil es mit überraschender Klarheit und Deutlichkeit die Vorstellungen der Großen und der Komischen Oper sowie die des Théatre français nach dem Ausstellungsgelände übermittelte. Auf den Bühnen waren an den Seiten des Souffleurkastens je ein und längs der Rampe, symmetrisch zu deren Mitte, 20 Mikrofone aufgestellt, die mit den Leitungen und dadurch mit den im Ausstellungsgelände befindlichen, zum Anhören der Vorstellungen bestimmten Telefonen verbunden waren. Sobald man an jedes Ohr ein Telefon hielt, konnte man die übertragene Theatervorstellung hören. Man vernahm nicht nur die Musik mit der Klangfarbe jedes Instrumentes, sondern erkannte auch die Darsteller an ihrer Stimme und vernahm auch die Geräusche, besonders den Applaus, aus dem Zuschauerraum. Diese telefonische Übertragung einer Theatervorstellung erregte ungeheures Aufsehen.

Aders Mikrofon bestand aus drei unter ein dünnes Brett von Tannenholz geschraubten Kohlestäbchen, deren zugespitzte Enden in entsprechenden Einbohrungen der drei festliegenden Stäbe auflagen. In diesen Einbohrungen hatten die Stäbe genügend Spielraum. Der Strom einer Batterie durchfloß die fünf Kohlestäbe, ging dann über die übrigen fünf und setzte seinen Weg durch die primäre Induktionsrolle nach dem anderen Batteriepol fort. Die geringste Schwingung des Holzbrettchens übertrug sich auf die Kohlestücke und erzeugte infolge der 20 vorhandenen Übergangspunkte erhebliche Änderungen des Widerstandes. Da aber diese 20 Kontakte in fünf Reihen gleichzeitig durchflossen wurden, konnte nie eine vollständige Unterbrechung des Stromes im Mikrofon eintreten, wodurch die lästigen Nebengeräusche auf ein Mindestmaß zurückgeführt wurden. Der Vorteil, der aus der Anwendung der Mikrofone bei telefonischen Übermittlungen entstand, beruhte hauptsächlich in der im Vergleich zu einfachen Telefonen sehr bedeutenden Lautwirkung. Mit Hilfe der Mikrofone konnte man nach Räumen hinsprechen, in denen eine Verständigung mit gewöhnlichen Telefonen infolge des durch andere Ursachen, wie zum Beispiel durch benachbarte Maschinen, hervorgerufenen Geräusches unmöglich war. Das Mikrofon vergrößerte außerdem die Tragweite des Telefons. Nach in Frankreich durchgeführten Versuchen konnte man mit diesem Aderschen Mikrofon bis zu 200 km Entfernung ohne Schwierigkeit sprechen, bei Entfernungen von 250 km und mehr war die Verständigung durch die Ströme, die durch Einwirken der Telegrafierströme in benachbarten Leitungen in der Telefonleitung entstanden, nur mangelhaft. Auch dann, wenn diese störenden Ströme nicht vorhanden waren, wenn also in den benachbarten Leitungen nicht telegrafiert wurde, konnte die Stimme zwar vollständig klar, aber nur sehr leise gehört werden.

1881

E. Riecke behandelt in Wied. Annalen der Physik die Theorie der konzentrierenden Wirkung eines homogenen magnetischen Feldes auf ein divergierendes Katodenstrahlenbündel.

1881

Chameroy stellt auf der Elektrotechnischen Ausstellung in Paris einen elektrofotografischen Apparat für Kabelbetriebe aus, der aus einem Elektromagnet und einem kleinen Eisenkern bestand, durch dessen Bewegung ein an dem unteren Ende mit einem viereckigen Ansatz versehenes Pendel in Schwingungen geriet. In der Ruhelage verdeckte das Pendel eine Öffnung, deren Mittelpunkt mit dem Brennpunkt einer Linse zusammenfiel. Bereits ein sehr schwacher Strom erzeugte im Elektromagnet so viel Magnetismus, daß der Eisenkern angezogen und das Pendel aus seiner Ruhelage gebracht wurde. Die durch die nunmehr unverdeckte Öffnung einfallenden Lichtstrahlen trafen auf einen sich hinter der Öffnung gleichmäßig über eine Rolle fortbewegenden Papierstreifen, der mit einer Höllenstein- oder Schwefelkalziumlösung getränkt war, wodurch eine chemische Zersetzung dieser Stoffe erfolgte. Sobald der Strom unterbrochen wurde, kehrte der mit einer Feder verbundene Eisenkern und mit diesem das Pendel in seine normale Lage zurück. Die Öffnung wurde durch das Pendel wieder verdeckt und die Lichtwirkung hörte auf. Wurde der Papierstreifen mit Höllensteinlösung getränkt, so kamen die auf chemischem Wege fixierbaren Zeichen zum Vorschein. Beim Benutzen von Schwefelkalziumlösung entstand eine sofort lesbare Schrift, die im Dunkeln leuchtete, jedoch nach einigen Stunden w[illegible]chwand.